

UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA

PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

UMA PROPOSTA DE CONTROLADOR PID AUTO-AJUSTÁVEL
PARA USO INDUSTRIAL

DISSERTAÇÃO SUBMETIDA À UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA
CATARINA PARA A OBTENÇÃO DO GRAU DE MESTRE EM ENGENHARIA
ELÉTRICA

ROBERTO APOLÔNIO

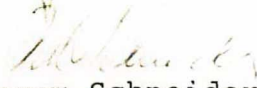
FLORIANÓPOLIS, ABRIL DE 1988.

UMA PROPOSTA DE CONTROLADOR PID AUTO-AJUSTÁVEL
PARA USO INDUSTRIAL

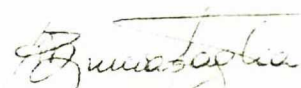
Roberto Apolônio


ESTA DISSERTAÇÃO FOI JULGADA PARA A OBTENÇÃO DO TÍTULO DE MESTRE
EM ENGENHARIA - ESPECIALIDADE ENGENHARIA ELÉTRICA E APROVADA EM
SUA FORMA FINAL PELO CURSO DE PÓS-GRADUAÇÃO.

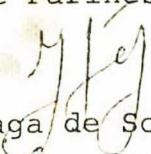

Prof. Augusto Humberto Bruciapaglia, Dr.Ing.
Orientador


Prof. Márcio Cherem Schneider, Dr.
Coordenador do Curso de Pós-Graduação em
Engenharia Elétrica.

BANCA EXAMINADORA:


Prof. Augusto Humberto Bruciapaglia
Orientador


Prof. Jean-Marie Farines, Dr.Ing.


Prof. Luiz Gonzaga de Souza Fonseca, D.Sc.


Prof. Alexandre Trofino Neto, M.Sc.

AGRADECIMENTOS

Ao professor Augusto Humberto Bruciapaglia pela amizade e orientação .

Ao professor Ildomar Freitas de Oliveira pelo incentivo e confiança.

Aos professores e funcionários do Departamento de Engenharia Elétrica da UFSC.

Aos colegas do curso de mestrado, pela amizade, discussões e companhia.

A Fundação Universidade Federal de Mato Grosso e a CAPES pelo apoio financeiro.

ÍNDICE

CAPÍTULO 1 - INTRODUÇÃO	01
CAPÍTULO 2 - CONFIGURAÇÃO BÁSICA DE UM SISTEMA DE CONTROLE DIGITAL MONOVARIÁVEL - MODELAGEM DO PROCESSO, ESTUDO DO CONTROLADOR -PID- E SEU AJUSTE	
2.1 - Introdução	10
2.2 - Modelagem do processo.....	11
2.3 - O controlador PID	13
2.4 - Configuração básica do sistema de controle em malha fechada	18
2.5 - Diferentes implementações práticas do controlador PID discreto	20
2.6 - O ajuste do controlador PID discreto	
2.6.1 - Introdução	24
2.6.2 - Métodos para o ajuste do controlador PID dis- creto	26
2.7 - Especificações básicas de um controlador PID discreto para uso industrial	32
2.8 - Conclusões	34
CAPÍTULO 3 - TÉCNICAS PARA ELIMINAÇÃO DA SOBRECARGA DA AÇÃO INTEGRAL E TRANSFERÊNCIA SUAVE ENTRE MODOS DE OPERAÇÃO	
3.1 - Introdução	36
3.2 - Eliminação da sobrecarga da ação integral	37

3.2.1 - Algumas estratégias de eliminação da sobrecarga da ação integral	38
3.2.2 - A estratégia de eliminação da sobrecarga da ação integral utilizada neste trabalho	40
3.2.3 - Considerações sobre o correto desempenho do método de eliminação da sobrecarga da ação integral	42
3.2.4 - Estudo do desempenho do eliminador proposto	44
3.3 - Seleção entre modos de operação	51
3.3.1 - A representação do sistema de controle com dispositivo para excitação manual	51
3.3.2 - A função de excitação manual	53
3.3.3 - Transferência suave automático-manual	54
3.3.4 - Transferência suave manual-automático	55
3.3.5 - A técnica para transferência suave manual-automático utilizada neste trabalho	56
3.3.6 - Simulações híbridas utilizando o controle manual, as estratégias para transferência suave automático-manual e manual-automático	62
3.4 - Conclusões	69
 CAPÍTULO 4 - A PROPOSTA DE AJUSTE AUTOMÁTICO DO CONTROLADOR -PID- DISCRETO E SIMULAÇÕES DIGITAIS	
4.1 - Introdução	70
4.2 - A proposta de auto-ajuste	71
4.3 - Estimação dos parâmetros do modelo do processo	75
4.3.1 - O identificador paralelo-extendido de Landau ...	77
4.3.2 - O sinal para identificação	80
4.4 - O método de projeto do controlador e as estruturas do	

controlador a serem utilizadas	84
4.5 - Simulação digital do controlador com ajuste automático	
4.5.1 - Introdução	85
4.5.2 - O ajuste automático na presença de ruído esto- cástico	85
4.6 - Síntese da proposta de ajuste automático do controlador -PID- digital	104
4.7 - Conclusões	106
 CAPÍTULO 5 - IMPLEMENTAÇÃO DO CONTROLADOR -PID- DIGITAL COM AJUSTE AUTOMÁTICO NUM MINICOMPUTADOR	
5.1 - Introdução	107
5.2 - O controlador com ajuste automático implementado	107
5.3 - Descrição do processo a simular e resultados da simulação	113
5.3.1 - O processo a controlar	113
5.3.2 - Especificações de controle	115
5.3.3 - Identificação em malha aberta	115
5.3.4 - Alterações no processo	120
5.4 - Conclusões	130
 CAPÍTULO 6 - CONCLUSÕES	131
 BIBLIOGRAFIA	134
 APÊNDICE A	139
 APÊNDICE B	144
 APÊNDICE C	146
 APÊNDICE D	149

SIMBOLOGIA

$u(t)$	sinal de controle (sinal de entrada do processo)
$y(t)$	saída do processo
$y_r(t)$	referência do sistema de controle
$y_{rr}(t)$	referência do sistema de controle redefinida
$e(t)$	erro de seguimento (sinal atuante)
$w(t)$	velocidade angular do servomotor CC
$w_{rr}(t)$	referência da velocidade angular, redefinida, do servomotor CC
$r(t)$	ruído Gaussiano
$u(k)$	sinal de controle no instante k
$y(k)$	saída do processo no instante k
$y_r(k)$	referência do sistema de controle no instante k
$y_{rr}(k)$	referência do sistema de controle redefinida no instante k
$e(k)$	erro de seguimento no instante k
$u_a(k)$	sinal de controle efetivamente aplicado no instante k
$y_{rl}(k)$	referência, limitada, no instante k
$I(k)$	contribuição da ação integral no instante k
$U(S)$	transformada de Laplace do sinal de controle
$E(S)$	transformada de Laplace do erro de seguimento
$W(S)$	transformada de Laplace da velocidade angular do servomotor CC
$B_o(S)$	função de transferência do sustentador de ordem zero
$G(S)$	função de transferência do processo
$U(z)$	transformada Z do sinal de controle
$U'(z)$	transformada Z do sinal de teste aplicado a entrada do processo

$Ua(z)$	transformada Z do sinal de controle efetivamente aplicado ao processo
$Y(z)$	transformada Z da saída do processo
$Yr(z)$	transformada Z da referência do sistema de controle
$Yr'(z)$	transformada Z do sinal de teste aplicado na referência do sistema de controle
$Yrr(z)$	transformada Z da referência do sistema de controle redefinida
$E(z)$	transformada Z do erro de seguimento
$W(z)$	transformada Z da velocidade angular do servomotor CC
$C(z)$	função de transferência amostrada do controlador
$BoG(z)$	função de transferência amostrada do processo e sustentador de ordem zero
$b_0, b_1, \dots, b_m, a_1, \dots, a_n, c_1, \dots, c_n$	coeficientes da função de transferência amostrada do processo
$\hat{b}_0, \hat{b}_1, \dots, \hat{b}_m, \hat{a}_1, \dots, \hat{a}_n, \hat{c}_1, \dots, \hat{c}_n$	coeficientes do modelo ajustável do processo variantes no tempo
$\hat{y}(k)$	saída do modelo ajustável no instante k
$y_0(k)$	saída a priori no instante k
$er(k)$	erro de saída ($y(k) - \hat{y}(k)$)
Y_{mx}	variação máxima da saída do processo em torno do ponto de operação
P	ação proporcional no controlador
I	ação integral no controlador
D	ação derivativa no controlador
T	período de amostragem
K	constante de ganho proporcional do controlador
T_i	constante de integração do controlador
T_d	constante derivativa do controlador

S	operador transformada de Laplace
Z	operador transformada Z
Te	tempo de estabelecimento
Tr	retardamento de tempo
g	ganho estático do processo
c_1, \dots, c_8	coeficientes da equação da dinâmica do controlador
N	período da sequência binária
A	modo automático
M	modo manual
α	constante de tempo do filtro de 1ª ordem do controlador PID contínuo
ξ	fator de amortecimento
ω_n	frequência natural de oscilação

RESUMO

Este trabalho tem por objetivo desenvolver um controlador tipo PID digital com ajuste automático de seus parâmetros para uso industrial, procurando levantar algumas exigências a nível operacional e problemas decorrentes de sua implementação.

A proposta de ajuste automático do controlador é dirigida as classes de processos que se caracterizam em serem lentamente variantes no tempo e, conseqüentemente, ajustes freqüentes do controlador não serão necessários. O auto-ajuste baseia-se na estimação dos parâmetros utilizando-se o método paralelo-extendido de Landau a ganho decrescente, e o ajuste do controlador é realizado através de imposição de polos a função de transferência de malha fechada. Também, são descritas as técnicas para eliminação da sobrecarga da ação integral e transferência suave entre modos de operação. O controlador resultante é implementado num minicomputador, onde simulações híbridas são realizadas com o objetivo de avaliar seu desempenho.

ABSTRACT

This work intends to develop a digital PID controller with automatic tuning of its parameters for industrial use. Some requirements under the viewpoint of operation and problems concerning its implementation are discussed.

The proposal for automatic tuning of the parameters is oriented to the slowly time varying processes for which frequent settings of controller are not necessary. The auto-tuning is based on the system parameters estimation using the gain decreasing parallel-extended method of Landau, and the controller setting is accomplished through assigning closed-loop poles. The strategies to eliminate windup and enable bumpless transfer between modes of operation are described too. The resulting controller is implemented in a digital computer, where hybrid simulations are executed to evaluate its performance.

C A P Í T U L O 1

INTRODUÇÃO

Apesar dos avanços ocorridos na teoria de controle, os processos industriais ainda são predominantemente controlados usando controladores tipo PID . Entre as possíveis razões, cabe ressaltar:

- A familiaridade (tradição) e a utilidade comprovada pelo tempo;
- A lei de controle PID é robusta e notavelmente efetiva para uma larga faixa de processos;
- Garante-se erro nulo em regime permanente para referências ou perturbações constantes;
- Disponibilidade de métodos simples para o ajuste dos seus parâmetros;
- É freqüentemente difícil estabelecer a priori os benefícios econômicos para propostas de aplicações de controle moderno.

O controlador PID analógico, construído freqüentemente de amplificadores operacionais ou de elementos pneumáticos, tem sido utilizado por longos períodos de tempo. Além dos métodos analíticos ou freqüenciais para o ajuste dos parâmetros do controlador PID, utiliza-se freqüentemente métodos "manuais" para o ajuste "on line". A escolha dos valores apropriados dos parâmetros é feita por procedimentos de tentativa e erro, onde o operador ou engenheiro da planta ajusta os parâmetros do controlador PID até que se obtenha a resposta desejada ou

aceitável, em função de algumas medidas de desempenho da variável controlada. Num procedimento típico, a referência do controlador é manualmente mudada pelo operador para introduzir uma perturbação, e a resposta do sistema de controle é observada em termos da variável controlada do processo. Feita a observação um ajuste é realizado, o procedimento é repetido até que a resposta do sistema de controle seja aceitável. Observa-se que nesta abordagem experimental requer-se alguma familiaridade com o processo.

Independentemente do controlador ser pneumático ou eletrônico, sistemas de controle analógicos não são flexíveis. Este fato coloca diversos obstáculos sobre o projetista de sistemas de controle, ou seja:

- a) - Sua estratégia deve ser tal que ela possa ser implementada com hardware analógico;
- b) - Futuras modificações da estratégia de controle requererão modificações do hardware analógico.

A fim de solucionar alguns dos inconvenientes inerentes ao uso de controladores analógicos, computadores digitais tem sido adotados para o uso em controle de processos. Este novo conceito em sistemas de controle tornou-se possível graças ao rápido progresso na construção de circuitos integrados digitais, em particular os microprocessadores, tornando-os baratos e mais confiáveis. Um dos incentivos sugeridos para o uso de controle digital direto foi o fator econômico. Nos sistemas analógicos há sempre necessidade de um controlador para cada malha de controle, sendo que um único computador, em geral, é capaz de substituir diversos controladores analógicos. No entanto, uma outra

justificativa mais plausível vem da possibilidade de aplicação de técnicas que são ou impraticáveis ou muito difíceis de se implementar com hardware analógico, tais como: sistema multivariável, sistemas adaptativos, ajuste automático, controle ótimo, compensação de atraso-puro, etc..

No âmbito de controle digital é crescente o interesse em controladores auto-ajustáveis para uso industrial. Sua prática tornou-se possível e bastante atrativa graças ao aumento da capacidade dos microprocessadores atuais, uma vez que no passado malhas de controle com ajuste automático foram usadas somente em sistemas de controle digital direto com grandes computadores.

De um modo geral, o ajuste automático prove:

- Partidas mais rápidas da planta;
- Reduz a necessidade de pessoal especializado;
- Reduz gastos no processo (melhoria de consumo de materias primas e qualidade do produto).

Há diversos métodos para se ajustar reguladores ou controladores do tipo PID, tais como: projeto de variância mínima, imposição de polos, critérios de minimização, etc.. Dentre os diferentes métodos de ajuste, há duas abordagens: métodos que necessitam de um modelo matemático para o processo e métodos que se baseiam em alguns valores característicos ou críticos do processo. Em geral, uma significativa melhora no desempenho do sistema de controle é somente possível através de um melhor conhecimento da dinâmica do processo. Assim, a identificação do processo é uma etapa de extrema importância no procedimento de ajuste automático, e se deve ter em mente que freqüentemente sua finalidade é a de projetar uma estratégia de

controle para um sistema particular. Vários métodos podem ser usados para identificar modelos de processos, por exemplo técnicas de correlação ou métodos de estimação paramétrica. A identificação do sinal de ruído, agindo no processo, também pode ser incluída no procedimento de identificação se um modelo generalizado do processo for disponível. O uso de controle digital permite a técnica de amostragem de dados, conseqüentemente métodos de estimação recursiva são particularmente utilizados. Neste caso, a função de transferência é obtida da medida do sinal de entrada e saída do processo em resposta a distúrbios naturais ou propositais no sistema de controle.

Neste trabalho pretende-se desenvolver um controlador PID discreto com ajuste automático para uso industrial. A fim de retratar as condições reais à que um controlador PID deve se submeter, quando colocado em uso num ambiente industrial, algumas características e funções especiais devem ser dadas ao controlador para que apresente desempenho satisfatório. Dentro desse contexto, o problema da sobrecarga da ação integral e a transferência suave entre modos serão analisados. O ajuste automático do controlador se baseará num esquema iterativo homem-máquina e leva em consideração que a grande maioria de processos dinâmicos encontrados na indústria são lentamente variantes no tempo, diferindo portanto dos controladores auto-ajustáveis e controladores auto-adaptativos que continuamente mudam os valores estimados dos parâmetros do processo e faz os ajustes do controlador.

A base para o desenvolvimento dos controladores auto-ajustáveis deve-se à proposta de regulador auto-ajustável

apresentada por Astrom e Wittenmark em 1973 [3]. O objetivo do regulador proposto era o de minimizar a variância do sinal de saída do processo controlado utilizando para tal um esquema como o mostrado na figura 1.1 .

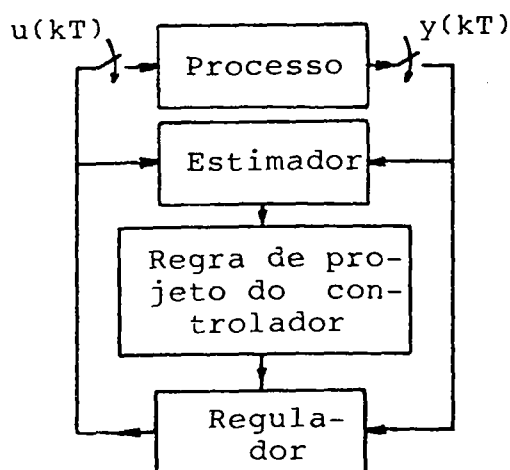


Figura 1.1 - Esquema básico de um controlador auto-ajustável.

Neste esquema, a cada intervalo de amostragem a entrada e a saída do processo são amostradas e usadas na estimação dos parâmetros do modelo utilizando-se o método dos mínimos quadrados simples. Esses novos parâmetros são transferidos para a etapa de projeto do controlador. Os valores atualizados dos parâmetros de ajuste do controlador são inseridos na equação da dinâmica que o descreve e utilizados para calcular a ação de controle. Este procedimento foi estendido ao problema de servomecanismo utilizando-se, neste caso, a minimização da variância do erro de seguimento como critério. Entretanto, esta técnica está limitada, em termos de aplicação, aos processos a fase mínima e, ainda,

tende em alguns casos a produzir valores elevados do sinal de controle para a minimização da variância. Uma solução para estes casos, baseada no uso de controle Gaussiano-Linear-Quadrático, foi apresentada por Astrom e Wittenmark [20]. Neste caso, contudo, obtém-se um controlador auto-ajustável com estrutura mais complexa que aquela apresentada na figura 1.1.

Wellstead e outros [7] propuseram o auto-ajuste do regulador para o controle de perturbações através da imposição de polos e zeros (com certas limitações) da função de transferência de malha fechada. A vantagem desta abordagem é que a resposta de malha fechada pode ser especificada pelo engenheiro da planta de modo que a limitação do sinal de controle, devido a restrições tecnológicas, seja levada em conta. Astrom e Wittenmark [31] estenderam a proposta anterior para o caso de servomecanismo. Neste caso porém, assumiu-se que a principal fonte de distúrbios são mudanças no valor da referência, ou perturbações constantes agindo no processo.

A despeito do grande desenvolvimento na teoria de controle nas últimas décadas, particularmente as técnicas de auto-ajuste, processos industriais continuam a utilizar os mesmos métodos clássicos de controle. A relutância na aceitação de controladores auto-ajustáveis em processos industriais, provém do fato que engenheiros e operadores de processos não estão familiarizados com os parâmetros utilizados em muitos desses controladores. Uma dificuldade associada a esses controladores mais complexos é a relação entre o ajuste dos parâmetros e as ações de controle. Isto motivou o estudo e a realização de controladores auto-ajustáveis com estruturas mais simples (tipo PID), e mais econômicas. A escolha do controlador PID deve-se a

sua ampla utilização na indústria, sendo notavelmente efetivo para uma larga faixa de processos. Neste caso, também, variações tem ocorrido na escolha do estimador ou na regra de projeto do controlador. Cameron e Seborg [12] propuseram um controlador auto-ajustável com estrutura do tipo PID, com o método de projeto do controlador baseado na minimização de uma função-custo geral. Em [8] o auto-ajuste do controlador PID é realizado por meio da livre escolha de todos os polos da função de transferência de malha fechada. O processo é aproximado por um modelo de 2ª ordem. Nas duas propostas anteriores o controlador PID é dirigido ao problema de servomecanismo, e não se considera a influência de perturbações no sistema de controle.

O controlador PID auto-ajustável proposto em [23,24] utiliza uma abordagem diferente para o procedimento de auto-ajuste. Nessa abordagem não se exige um modelo matemático para o processo, nem o ajuste dos parâmetros do controlador é feito analiticamente. O auto-ajuste inicia observando-se a resposta de malha fechada do processo, isto é, o comportamento da variável controlada, em resposta a mudanças na entrada, referência ou condições de carga no processo. As características observadas são presença ou ausência de picos, tempo entre picos e erro de estado estacionário. Estas informações são representadas em termos de sobrelevação, fator de amortecimento e período de oscilação da malha. O ajuste do controlador é baseado na experiência e conhecimento de engenheiros de controle, combinada com técnicas de inteligência artificial. Isto habilita o controlador a fazer julgamentos e tomar decisões baseadas nas informações retiradas da variável monitorada e o conjunto de instruções que lhe são dadas, associadas as especificações desejadas para o processo

controlado. O controlador PID auto-ajustável resultante é robusto e efetivo independentemente de mudanças nas condições do processo, tal como ruído, não linearidades, atraso-puro e mudanças na referência. Entretanto esta abordagem foge aos propósitos estabelecidos para este trabalho.

Numa tentativa de tornar o método de ajuste do controlador prático, e manter a continuidade de entendimento entre os ajustes dos parâmetros do controlador e as ações de controle no sistema, que muitas vezes se torna difícil quando se usa a teoria de controle moderno, o método de imposição de polos a função de transferência de malha fechada será abordado neste trabalho. Esta escolha resulta da familiaridade desse método clássico entre os engenheiros de controle. Conseqüentemente, para o uso desse método de ajuste, um método de estimação paramétrica expresso por uma função de transferência deverá ser utilizado.

Este trabalho está subdividido em cinco capítulos. Neste primeiro capítulo foi feita uma breve introdução, destacando principalmente as razões pelas quais o controlador PID é ainda preferido, e porquê o controle digital direto tem se tornado amplamente usado. Também, dentro do contexto do trabalho, algumas propostas existentes foram brevemente apresentadas.

O capítulo dois será dedicado ao estudo do controlador PID, particularmente do controlador PID discreto. Uma classe de processos é escolhida, e com base nessa classe de processos será descrito o método de ajuste do controlador. Também nesse capítulo serão levantadas algumas especificações básicas de um controlador PID para uso industrial.

No capítulo três são descritos o problema de eliminação da sobrecarga da ação integral e transferência suave entre modos

de operação. Algumas estratégias comumente utilizadas em ambos os casos serão brevemente descritas. As técnicas utilizadas neste trabalho, com o objetivo de solucionar esses problemas, serão apresentadas juntamente com resultados de simulações híbridas.

No capítulo quatro faz-se uma proposta de ajuste automático, baseada em considerações sobre as características do processo. Um método de identificação paramétrica é escolhido, definindo-se, finalmente, a estrutura do controlador a ser implementada e o método de ajuste de seus parâmetros. Resultados da simulação digital do ajuste automático do controlador são mostrados no final do capítulo.

O capítulo cinco contém os resultados da simulação híbrida do controlador PID com ajuste automático implementado num minicomputador (PDP 11/40).

C A P Í T U L O 2

CONFIGURAÇÃO BÁSICA DE UM SISTEMA DE CONTROLE
DIGITAL MONOVARIÁVEL - MODELAGEM DO PROCESSO,
ESTUDO DO CONTROLADOR -PID- E SEU AJUSTE

2.1 - INTRODUÇÃO

Na perspectiva de desenvolver um controlador PID auto-ajustável, baseado em microcomputador, para o controle numérico de processos industriais, estudar-se-ão, neste capítulo, diferentes configurações do controlador PID discreto a parâmetros fixos. Um breve estudo das características de alguns destes controladores disponíveis no mercado permitirá definir as especificações básicas a serem satisfeitas pelo controlador tanto do ponto de vista do seu funcionamento em malha fechada quanto em malha aberta (controle manual).

A configuração básica do sistema de controle a ser estudada neste capítulo é mostrada na figura 2.1,

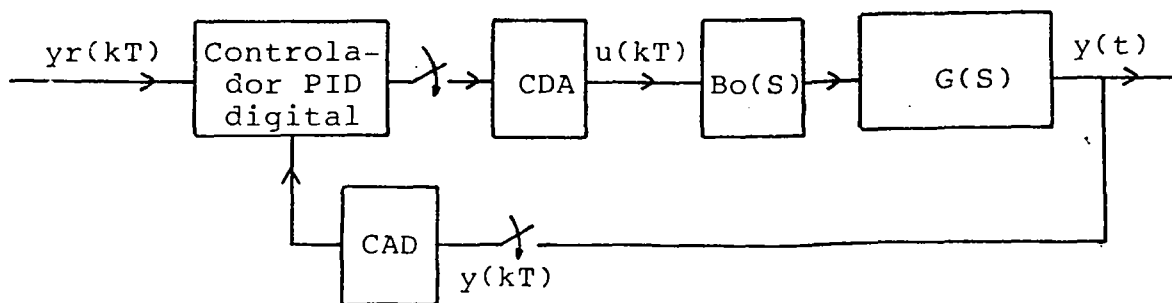


Figura 2.1 - Configuração básica de um sistema de controle digital.

Onde $B_o(S)$ representa a função de transferência de um sustentador de ordem zero e $G(S)$ a função de transferência do sistema a controlar composto de: atuador, processo propriamente dito e elemento de medição. A cada período de amostragem (T) a saída do processo é amostrada e comparada com o valor de referência $y_r(kT)$ desejado. O computador então, executa o algoritmo de controle e gera um sinal que é convertido em sinal analógico. Este sinal é aplicado ao processo através do sustentador de ordem zero.

O sistema de controle da figura 2.1 pode ser simplificado como na figura 2.2. Os blocos foram integrados e substituídos por relações discretas.

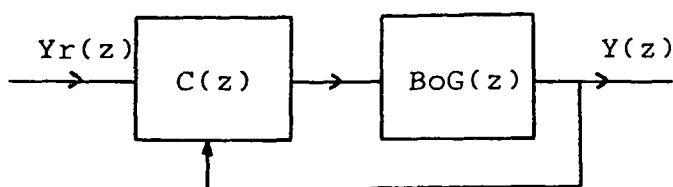


Figura 2.2 - Configuração básica de um sistema de controle (relações discretas).

Onde $C(z)$ é a função de transferência amostrada do controlador e $BoG(z)$ é a função de transferência amostrada do processo e sustentador de ordem zero.

Neste capítulo também serão apresentados o modelo que descreve o processo discretizado e o controlador PID discreto derivado de seu equivalente contínuo.

2.2 - MODELAGEM DO PROCESSO

No caso geral, a discretização do sistema contínuo

$Bo(S)G(S)$ conduz a:

$$Z \{ Bo(S)G(S) \} = \frac{Y(z)}{U(z)} = \frac{z^{-k}B(z^{-1})}{A(z^{-1})} \quad (2.1)$$

onde: Z é o operador transformada z ;
 u e y são, respectivamente, seqüências de entrada e saída medidas a cada instante de amostragem;
 k é o atraso de transporte suposto um múltiplo do período de amostragem;
 z^{-1} é interpretado como o operador retardo e,
 T é o período de amostragem.

Os polinômios $B(z^{-1})$ e $A(z^{-1})$ são definidos como:

$$A(z^{-1}) = 1 + a_1 z^{-1} + \dots + a_n z^{-n} \quad (2.2)$$

$$B(z^{-1}) = b_0 + b_1 z^{-1} + \dots + b_m z^{-m} \quad (2.3)$$

O modelo a ser considerado neste trabalho será de 2ª ordem, sem retardo ($k=0$), e sem transferência direta ($b_0=0$). Esta classe de modelos pode representar com boa aproximação o funcionamento de vários processos industriais [8]. Deve-se considerar também o fato do controlador PID discreto adaptar-se muito bem a esta classe de modelos, pois permite que o ajuste do controlador seja realizado analiticamente.

Neste caso, tem-se:

$$A(z^{-1}) = 1 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2} \quad (2.4)$$

$$B(z^{-1}) = b_1 z^{-1} + b_2 z^{-2} \quad (2.5)$$

A função de transferência discreta resultante é:

$$\frac{Y(z)}{U(z)} = \frac{b_1 z^{-1} + b_2 z^{-2}}{1 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2}} \quad (2.6)$$

2.3 - O CONTROLADOR PID

2.3.1 - O controlador PID contínuo

A função descrita pela equação 2.7 representa o controlador PID ideal contínuo, onde o sinal de controle é proporcional ao erro, a sua integral e a sua derivada.

$$u(t) = K \left[e(t) + \frac{1}{T_i} \int e(t) dt + T_d \frac{d}{dt} e(t) \right] \quad (2.7)$$

sendo: $e(t)$ é a entrada do controlador (erro de seguimento);

$u(t)$ é o sinal de controle;

K , T_i e T_d são os parâmetros de ajuste.

Aplicando-se a transformada de Laplace a equação 2.7 obtem-se:

$$\frac{U(S)}{E(S)} = K \left(1 + \frac{1}{T_i S} + T_d S \right) \quad (2.8)$$

Na realização prática do controlador PID contínuo um filtro de 1ª ordem, cuja função é limitar o ganho para sinais de alta frequência (ruídos), é em geral associado à ação derivativa. A função de transferência do controlador com o filtro associado é:

$$\frac{U(S)}{E(S)} = K \left(1 + \frac{1}{T_i S} + \frac{T_d S}{1 + \alpha T_d S} \right) \quad (2.9)$$

O parâmetro α é em geral pré-definido, e valores típicos estão na faixa de 0,1 a 0,2 [15]. O ajuste do controlador PID contínuo através dos parâmetros K , T_i e T_d pode ser feito seguindo-se os métodos clássicos de Ziegler -Nichols [10], Cohen-Coon, baseados na resposta do sistema em malha aberta, ou por métodos baseados em critérios de minimização do erro integral [15,16,17,18].

2.3.2 - O controlador PID discreto

a) - A equação diferença que gera um controlador PID discreto pode ser obtida a partir da equação representativa do seu equivalente contínuo (equação 2.7). Aproximando-a por diferenças finitas para o instante de amostragem k , tem-se a seguinte relação:

$$u(k) = K \left\{ e(k) + \frac{T}{T_i} \sum_{j=0}^{k-1} e(j) + \frac{T_d}{T} [e(k) - e(k-1)] \right\} \quad (2.10)$$

onde: $\frac{e(k) - e(k-1)}{T}$, aproxima a derivada, e

$\frac{T}{T_i} \sum_{j=0}^{k-1} e(j)$ aproxima a integral pelo método dos retângulos.

No instante $(k-1)$, tem-se:

$$u(k-1) = K \left\{ e(k-1) + \frac{T}{T_i} \sum_{j=0}^{k-2} e(j) + \frac{T_d}{T} [e(k-1) - e(k-2)] \right\} \quad (2.11)$$

Subtraindo-se (2.11) de (2.10), obtem-se:

$$\Delta u(k) = K \left[e(k) + \frac{T}{T_i} e(k-1) + \frac{T_d}{T} \Delta^2 e(k) \right] \quad (2.12)$$

onde: $\Delta f(k) = f(k) - f(k-1) \quad (2.13)$

$$\Delta^2 f(k) = \Delta f(k) - \Delta f(k-1) \quad (2.14)$$

Substituindo-se as variáveis de deslocamento na equação 2.12 pelas expressões em 2.13 e 2.14 chega-se:

$$u(k) = u(k-1) + K_1 e(k) - K_2 e(k-1) + K_3 e(k-2) \quad (2.15)$$

com: $K_1 = K \left(1 + \frac{T_d}{T} \right) \quad (2.16)$

$$K_2 = K \left(1 + \frac{2T_d}{T} - \frac{T}{T_i} \right) \quad (2.17)$$

$$K_3 = K \frac{T_d}{T} \quad (2.18)$$

A equação 2.12 representa o algoritmo PID discreto na

forma incremental, e a equação 2.15 na forma posicional. Aplicando-se a transformada Z a equação 2.15, chega-se a função de transferência amostrada do controlador PID.

$$\frac{U(z)}{E(z)} = K_1 \frac{[1 - \frac{K_2}{K_1} z^{-1} + \frac{K_3}{K_1} z^{-2}]}{(1 - z^{-1})} \quad (2.19)$$

Outras formas de discretização da derivada e integral ideais são dadas em [11,19,25].

b) - Alternativamente, o PID discreto pode ser configurado a partir da função de transferência da equação 2.9, como dois controladores PI e D paralelos (figura 2.3) [8].

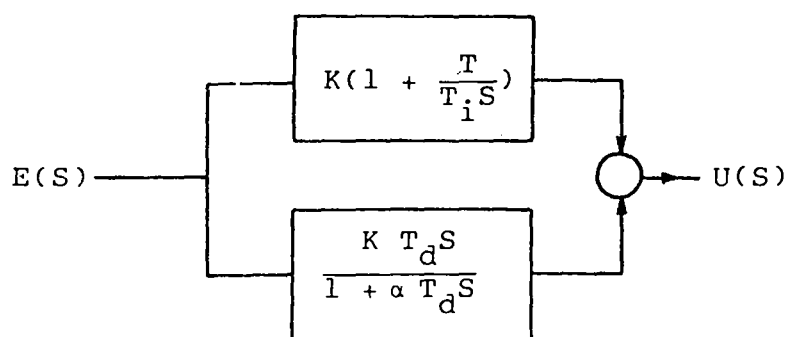


Figura 2.3 - Controlador PID (PI e D paralelos).

Determinando separadamente as funções de transferência amostrada, e considerando um período de amostragem T, tem-se:

b.1) - Ação proporcional-integral

$$H1(z) = \frac{\alpha_0 + \alpha_1 z^{-1}}{1 - z^{-1}} \quad (2.20)$$

com:

$$\alpha_0 = K \quad (2.21)$$

$$\alpha_1 = K \left(\frac{T}{T_i} - 1 \right) \quad (2.22)$$

fazendo-se:

$$A1(z^{-1}) = \alpha_0 + \alpha_1 z^{-1} \quad (2.23)$$

$$I(z^{-1}) = 1 - z^{-1} \quad (2.24)$$

obtem-se:

$$H1(z^{-1}) = \frac{A1(z^{-1})}{I(z^{-1})} \quad (2.25)$$

b.2) - Ação derivativa

$$H2(z) = \frac{\beta(1 - z^{-1})}{(1 + \delta z^{-1})} \quad (2.26)$$

com:

$$\beta = K \frac{T_d}{T} \left[1 - e^{-\frac{T}{\alpha T_d}} \right] \quad (2.27)$$

$$\delta = -e^{\frac{-T}{\alpha T_d}} \quad (2.28)$$

fazendo-se:

$$B1(z^{-1}) = \beta I(z^{-1}) \quad (2.29)$$

$$C1(z^{-1}) = 1 + \delta z^{-1} \quad (2.30)$$

obtem-se:
$$H2(z) = \frac{B1(z^{-1})}{C1(z^{-1})} \quad (2.31)$$

A função de transferência amostrada do controlador PID é finalmente:

$$C(z) = \frac{A1(z^{-1})}{I(z^{-1})} + \frac{B1(z^{-1})}{C1(z^{-1})} \quad (2.32)$$

Se $\alpha=0$, a função de transferência amostrada $C(z)$ reduz-se aquela dada pela equação 2.19, contudo trata-se de um parâmetro livre no controlador PID discreto, e irá permitir maior flexibilidade no seu ajuste quando o processo é aquele descrito pela equação 2.6.

2.4 - SISTEMA DE CONTROLE EM MALHA FECHADA

Na figura 2.4 é mostrado o diagrama de bloco em malha fechada do controlador e processo. O processo dinâmico é representado pelo modelo discreto dado pela equação 2.6.

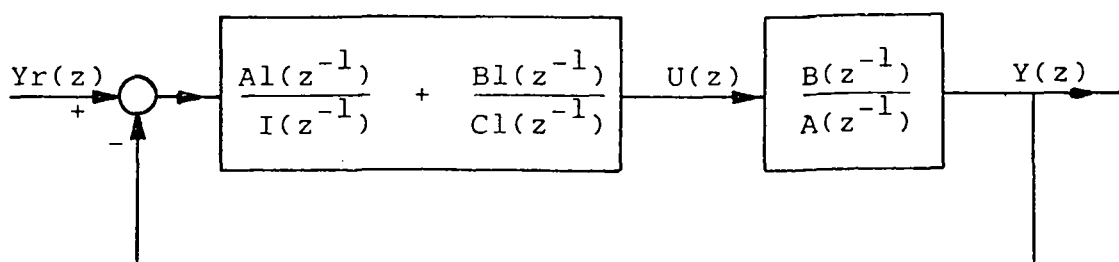


Figura 2.4 - Sistema de controle (processo e controlador).

A função de transferência de malha fechada será:

$$Y(z) = \frac{B(z^{-1})T(z^{-1})}{A(z^{-1})R(z^{-1}) + B(z^{-1})S(z^{-1})} Y_r(z) \quad (2.33)$$

onde $Y(z)$ e $Y_r(z)$ representam, respectivamente, as transformadas Z do sinal de saída e do sinal de referência do processo, e os polinômios $T(z^{-1})$, $S(z^{-1})$ e $R(z^{-1})$ dados por:

$$S(z^{-1}) = A_1(z^{-1})C_1(z^{-1}) + B_1(z^{-1})I(z^{-1}) \quad (2.34)$$

$$T(z^{-1}) = A_1(z^{-1})C_1(z^{-1}) + B_1(z^{-1})I(z^{-1}) \quad (2.35)$$

$$R(z^{-1}) = I(z^{-1})C_1(z^{-1}) \quad (2.36)$$

Considerando as ordens dos polinômios $A(z^{-1})$, $R(z^{-1})$, $B(z^{-1})$ e $S(z^{-1})$, tem-se um polinômio característico de 4ª ordem para o sistema em malha fechada.

A partir de 2.33 é fácil mostrar que o diagrama de blocos da figura 2.5 é equivalente ao da figura 2.4. A estrutura do controlador assim representado será denominada controlador PID tipo PIDE (ação proporcional, integral e derivativa do sinal de erro).

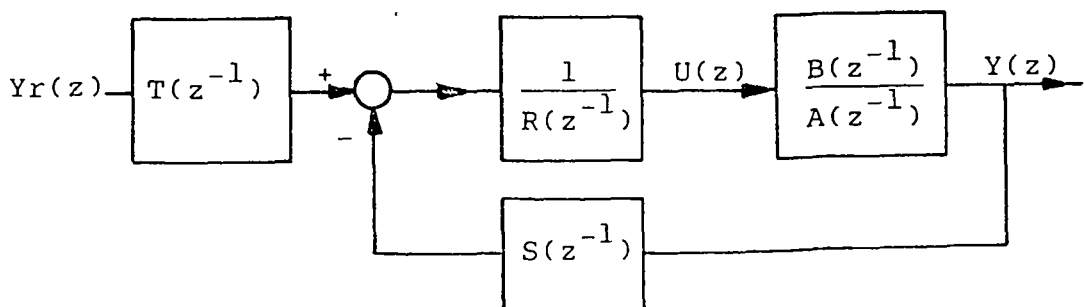


Figura 2.5 - Controlador PID tipo PIDE e processo.

A equação que caracteriza a dinâmica do controlador se escreve:

$$R(z^{-1})U(z) = T(z^{-1})Y_r(z) - S(z^{-1})Y(z) \quad (2.37)$$

2.5 - DIFERENTES IMPLEMENTAÇÕES PRÁTICAS DO CONTROLADOR -PID- DISCRETO

A ampla utilização do controlador PID a nível industrial condicionou o surgimento de várias alternativas para a sua implementação. A configuração do sistema de controle dada na figura 2.4 (ou figura 2.5), onde o sinal de controle é proporcional ao erro, sua integral e sua derivada, tem algumas características indesejáveis. A ação derivativa aplicada a mudanças súbitas da referência produz elevados valores no sinal de controle, e em geral superiores aos limites do sinal de saída do controlador. Nestas ocasiões haverá a saturação do controlador provocando severas ultrapassagens na variável controlada em consequência da sobrecarga da ação integral [15]. Uma implementação alternativa a fim de minimizar o efeito da saturação do controlador é aplicar a ação derivativa somente na saída do processo (figura 2.6), evitando-se a grande sensibilidade do controlador PID a mudanças bruscas da referência. A esta estrutura do controlador denominar-se-á controlador PID tipo PeIeDfy (ações proporcional e integral do erro de seguimento e derivativa filtrada da saída).

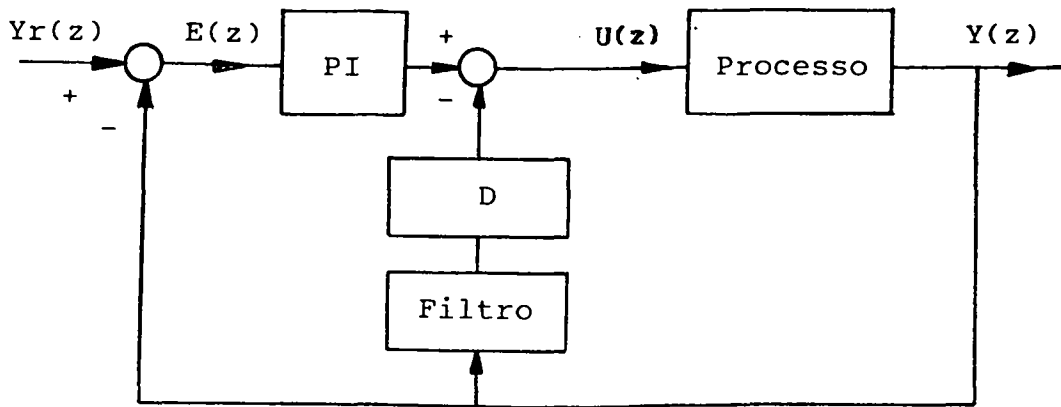


Figura 2.6 - Controlador PID tipo PeIeDfy e processo.

Esta implementação reestruturada na forma da figura 2.5 resulta nos seguintes polinômios:

$$S(z^{-1}) = A_1(z^{-1})C_1(z^{-1}) + B_1(z^{-1})I(z^{-1}) \quad (2.38)$$

$$T(z^{-1}) = A_1(z^{-1})C_1(z^{-1}) \quad (2.39)$$

$$R(z^{-1}) = I(z^{-1})C_1(z^{-1}) \quad (2.40)$$

A ação proporcional no controlador PID discreto também pode ser responsável por severas ultrapassagens nas mudanças bruscas da referência. Uma implementação alternativa é aplicar a ação proporcional e derivativa somente na saída do processo, como mostrado na figura 2.7. A esta estrutura do controlador denominar-se-á controlador PID tipo PyIeDfy (ações proporcional da saída e derivativa filtrada da saída e integral do erro de seguimento).

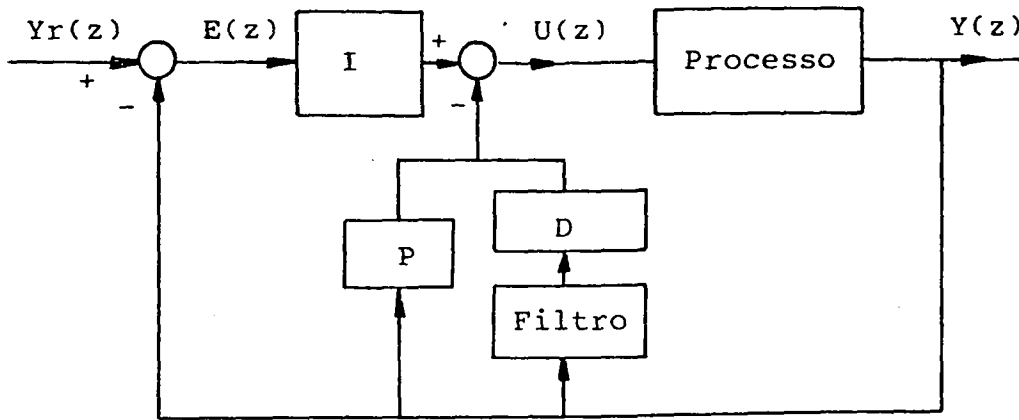


Figura 2.7 - Controlador PID tipo PyIeDfy e processo.

A integração é dada por:

$$I = \frac{\alpha_1}{1(z^{-1})} \quad (2.41)$$

$$\alpha_1 = K \frac{T}{T_i} \quad (2.42)$$

equivalente a uma integração do erro de seguimento sem retardo.

Esta implementação reestruturada na forma da figura 2.5 resulta nos seguintes polinômios:

$$S(z^{-1}) = \alpha_1 C_1(z^{-1}) + 1(z^{-1})[\alpha_0 C_1(z^{-1}) + B_1(z^{-1})] \quad (2.43)$$

$$T(z^{-1}) = \alpha_1 C_1(z^{-1}) \quad (2.44)$$

$$R(z^{-1}) = 1(z^{-1}) C_1(z^{-1}) \quad (2.45)$$

A figura 2.8 mostra uma outra implementação análoga a

anterior, somente que a integração é realizada após o erro de seguimento ter sido filtrado ($I = \alpha_1 / [I(z^{-1})Cl(z^{-1})]$). A esta estrutura do controlador denominar-se-á controlador PID tipo PyIfeDfy.

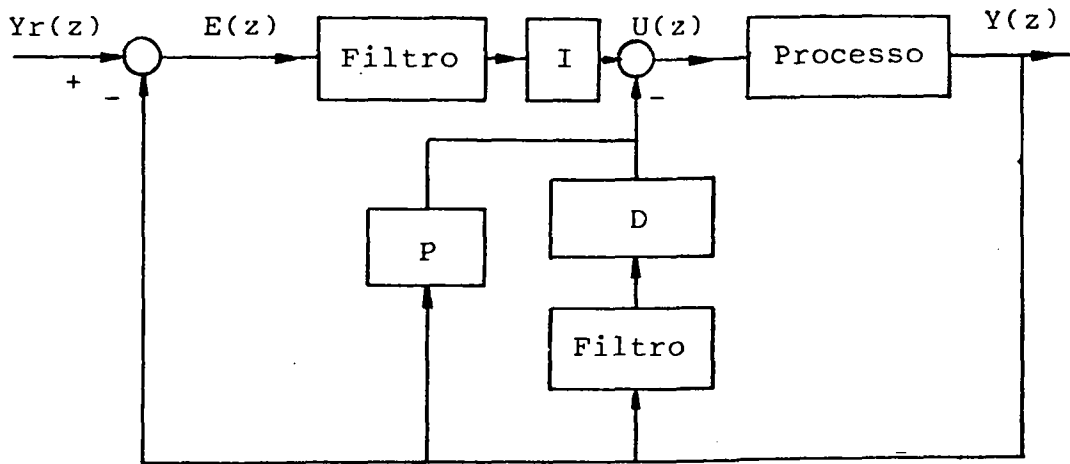


Figura 2.8 - Controlador PID tipo PyIfeDfy .

Esta implementação reestruturada na forma da figura 2.5 resulta nos seguintes polinômios:

$$S(z^{-1}) = \alpha_1 + I(z^{-1})(\alpha_0 Cl(z^{-1}) + Bl(z^{-1})) \quad (2.46)$$

$$T(z^{-1}) = \alpha_1 \quad (2.47)$$

$$R(z^{-1}) = I(z^{-1})Cl(z^{-1}) \quad (2.48)$$

A equação que caracteriza a dinâmica do controlador pode ser colocada numa forma geral, que permitirá referenciar indistintamente qualquer uma das estruturas; a estrutura original tipo PIDE, o PID discreto derivado do seu equivalente ideal contínuo e as diferentes implementações práticas. A equação que

caracteriza a dinâmica do controlador se escreverá então:

$$(1 - c_1 z^{-1} - c_2 z^{-2})U(z) = (c_3 + c_4 z^{-1} + c_5 z^{-2})Y_r(z)$$

$$-(c_6 + c_7 z^{-1} + c_8 z^{-2})Y(z) \quad (2.49)$$

onde: $1 - c_1 z^{-1} - c_2 z^{-2} = R(z^{-1}) \quad (2.50)$

$$c_3 + c_4 z^{-1} + c_5 z^{-2} = T(z^{-1}) \quad (2.51)$$

$$c_6 + c_7 z^{-1} + c_8 z^{-2} = S(z^{-1}) \quad (2.52)$$

As expressões algébricas para os coeficientes c_1, \dots, c_8 , para qualquer das implementações, são encontradas no apêndice D.

A determinação dos parâmetros do controlador será realizada através da imposição dos polos do sistema de controle em malha fechada, e pode ser aplicada a qualquer uma das estruturas apresentadas.

2.6 - O AJUSTE DO CONTROLADOR

2.6.1 - Introdução

Conhecendo-se os parâmetros do processo, o ajuste do controlador PID discreto consiste em se determinar as constantes K , T_i , T_d e α de modo tal a satisfazer as especificações de

projeto. A regra de ajuste do controlador adotada neste trabalho tem origem nos métodos de controle clássico, e o objetivo do controle é mover os polos do sistema de malha fechada para posições pré-especificadas no plano z . A utilização deste método de projeto provém do fato que engenheiros de controle podem facilmente referir-se a localização de polos para definir a forma do transitório do sistema em malha fechada. O procedimento fica simplificado se as características desejadas do sistema de controle em malha fechada forem atribuídas a um sistema de 2ª ordem. O desempenho transitório é descrito normalmente em termos da resposta a função degrau unitário. Especificações típicas são: sobrelevação, retardamento de tempo (T_r), tempo de estabelecimento (T_e), freqüentemente dadas em termos do fator de amortecimento ξ e da freqüência natural ω_n [13] .

As relações:

$$T_e(5\%) = \frac{3}{\xi \omega_n} \quad (2.53)$$

$$\text{sobrelevação} = \exp(-\xi \pi \sqrt{1 - \xi^2}) \quad (2.54)$$

obtidas de [14] podem ser traduzidas diretamente em imposição de polos:

$$P_d(z^{-1}) = 1 + d_1 z^{-1} + d_2 z^{-2} \quad (2.55)$$

com:

$$d_1 = -2 e^{-\xi \omega_n T} \cos(\omega_n T \sqrt{1 - \xi^2}) \quad (2.56)$$

$$d_2 = e^{-2 \xi \omega_n T} \quad (2.57)$$

onde T é o período de amostragem.

Visto que o polinômio característico de malha fechada é de 4ª ordem, e que dois polos são especificados pela equação 2.55 (polos dominantes), os polos restantes deverão ser escolhidos de modo a não influenciar na forma do transitório desejado (em geral, próximos a origem do plano Z).

É possível, dependendo da estrutura do controlador PID discreto que se adota, a utilização de um método alternativo para o ajuste do controlador. Este método alternativo, descrito no item subsequente, conserva no entanto o propósito de atribuição de polos para o sistema de malha fechada.

2.6.2 - Métodos para ajuste do controlador -PID- discreto

a) - Cancelamento dos zeros do controlador com os polos do processo estável

Considere o sistema de controle da figura 2.4. A função de transferência discreta do processo é:

$$\frac{Y(z)}{U(z)} = \frac{B(z^{-1})}{A(z^{-1})} = \frac{b_1 z^{-1} + b_2 z^{-2}}{1 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2}} \quad (2.58)$$

A função de transferência discreta do controlador, tipo PIDE, é:

$$\frac{U(z)}{E(z)} = \frac{A_1(z^{-1})C_1(z^{-1}) + B_1(z^{-1})I(z^{-1})}{C_1(z^{-1})I(z^{-1})} \quad (2.59)$$

onde: $E(z) = Y_r(z) - Y(z)$

e os polinômios $A_1(z^{-1})$, $I(z^{-1})$, $C_1(z^{-1})$ e $B_1(z^{-1})$ são dados em 2.23, 2.24, 2.29 e 2.30.

Considere-se que ambos os polos do processo são estáveis. A regra de projeto consiste em ajustar os zeros do controlador iguais aos polos estáveis do processo, com o objetivo de eliminar a influência dos zeros do controlador na função de transferência de malha fechada, e diminuir a ordem do polinômio característico.

Desenvolvendo-se o numerador da função de transferência do controlador chega-se a:

$$\begin{aligned} A_1(z^{-1})C_1(z^{-1}) + B_1(z^{-1})I(z^{-1}) = \\ (\alpha_0 + \beta) \left(1 + \frac{\alpha_0 \delta + \alpha_1 - 2\beta}{\alpha_0 + \beta} z^{-1} + \frac{\alpha_1 \delta + \beta}{\alpha_0 + \beta} z^{-2} \right) \end{aligned} \quad (2.60)$$

fazendo-se:

$$\frac{\alpha_0 \delta + \alpha_1 - 2\beta}{\alpha_0 + \beta} = a_1 \quad (2.61)$$

$$\frac{\alpha_1 \delta + \beta}{\alpha_0 + \beta} = a_2 \quad (2.62)$$

A função de transferência de malha aberta reduz-se a:

$$\frac{Y(z)}{E(z)} = \frac{c B(z^{-1})}{Cl(z^{-1})I(z^{-1})} \quad (2.63)$$

sendo:

$$c = \alpha_0 + \beta \quad (2.64)$$

A função de transferência de malha fechada resultante é :

$$\frac{Y(z)}{Yr(z)} = \frac{c B(z^{-1})}{Cl(z^{-1})I(z^{-1}) + cB(z^{-1})} \quad (2.65)$$

Como o polinômio característico em 2.65 é de 2ª ordem pode-se igualá-lo diretamente a 2.55, resultando:

$$\delta = \frac{b_2 d_1 - b_1 d_2 + b_2}{b_1 + b_2} \quad (2.66)$$

$$c = \frac{d_2 + \delta}{b_2}$$

Os outros parâmetros do controlador α_0 , α_1 e β ou K , T_i , T_d e α são obtidos através das relações dadas no apêndice C.

b) - Ajuste dos parâmetros do controlador -PID- discreto por imposição de polos

De maneira análoga, os 4 parâmetros do controlador PID podem ser ajustados usando-se a técnica de imposição de polos na qual o polinômio característico da função de transferência de malha fechada deve possuir raízes em localizações pré-definidas, no interior do círculo unitário do plano Z.

A função de transferência de malha fechada do sistema de controle é (2.33):

$$\frac{Y(z)}{Y_r(z)} = \frac{B(z^{-1})T(z^{-1})}{A(z^{-1})R(z^{-1}) + B(z^{-1})S(z^{-1})} \quad (2.68)$$

onde os polinômios $B(z^{-1})$ e $A(z^{-1})$ são dados em 2.4 e 2.5, e os polinômios $S(z^{-1})$, $T(z^{-1})$ e $R(z^{-1})$ dependem da estrutura do controlador PID utilizada.

O polinômio do denominador da função de transferência de malha fechada pode ser reescrito como:

$$P(z^{-1}) = A(z^{-1})I(z^{-1})C_l(z^{-1}) + B(z^{-1})S(z^{-1}) \quad (2.69)$$

Os parâmetros do controlador PID discreto podem ser obtidos escolhendo-se arbitrariamente os polinômios $S(z^{-1})$ e $C_l(z^{-1})$ do denominador da função de transferência de malha fechada na equação 2.69.

Por outro lado o polinômio $T(z^{-1})$ não pode ser escolhido arbitrariamente, e será diferente para cada uma das

estruturas do controlador PID discreto. Na estrutura da figura 2.6, controlador PID tipo PeIeDfy, o polinômio $T(z^{-1})$ introduz dois zeros $-\delta$ e $-\frac{\alpha_1}{\alpha_0}$ na função de transferência de malha fechada; na estrutura da figura 2.7, controlador PID tipo PyIeDfy, o polinômio $T(z^{-1})$ introduz um zero $-\delta$, e na estrutura da figura 2.8 nenhum. A introdução desses zeros irá influenciar no comportamento transitório do sistema de malha fechada, mesmo que se tenha imposto um comportamento a priori, definido pelo polinômio predominante (2.55).

Sendo:

$$S(z^{-1}) = S_0 + S_1 z^{-1} + S_2 z^{-2} \quad (2.70)$$

e $Cl(z^{-1})$ (equação 2.30), desenvolvendo a equação 2.69, obtem-se o polinômio:

$$P(z^{-1}) = 1 + p_1 z^{-1} + p_2 z^{-2} + p_3 z^{-3} + p_4 z^{-4} \quad (2.71)$$

onde:

$$p_1 = b_1 S_0 + \delta + a_1 - 1 \quad (2.72)$$

$$p_2 = b_2 S_0 + b_1 S_1 + (a_1 - 1) \delta + a_2 - a_1 \quad (2.73)$$

$$p_3 = b_2 S_1 + b_1 S_2 + (a_2 - a_1) \delta - a_2 \quad (2.74)$$

$$p_4 = b_2 S_2 - a_2 \delta \quad (2.75)$$

O ajuste consiste em definir os coeficientes p_1, \dots, p_4 em função dos polos desejados, e resolver o sistema de equações lineares constituído pelas equações 2.72 a 2.75.

O polinômio $P(z^{-1})$ pode ser reescrito como:

$$P(z^{-1}) = Pd(z^{-1})Po(z^{-1}) \quad (2.76)$$

tal que:

$$Pd(z^{-1}) = 1 + d_1 z^{-1} + d_2 z^{-2} \quad (2.77)$$

$$Po(z^{-1}) = 1 + d'_1 z^{-1} + d'_2 z^{-2} \quad (2.78)$$

O polinômio $Pd(z^{-1})$ é especificado conforme equação 2.55. O polinômio $Po(z^{-1})$ será colocado próximo a origem, ou pode-se efetuar o seu cancelamento parcial/total com os zeros do polinômio $T(z^{-1})$, introduzidos por algumas das estruturas do controlador PID na função de transferência de malha fechada. Este procedimento, utilizado em [8], tem por objetivo eliminar a influência dos zeros do controlador no regime transitório, e garantir que as especificações de desempenho do sistema de controle sejam satisfeitas.

Os parâmetros do controlador α_0, α_1 e β ou K, T_i, T_d e α são obtidos através das relações dadas no apêndice C. Os coeficientes da equação da dinâmica do controlador, para as diferentes estruturas, são dados no apêndice D.

2.7 - ESPECIFICAÇÕES BÁSICAS DE UM CONTROLADOR -PID- PARA USO INDUSTRIAL

Um controlador PID digital para uso industrial deve ser flexível e incorporar, além de suas ações de controle, dispositivos físicos de suporte e funções adicionais exigidas a nível operacional.

Na figura 2.9, um frontal comumente encontrado em controladores digitais para aplicações industriais permite evidenciar alguns destes dispositivos e funções auxiliares.

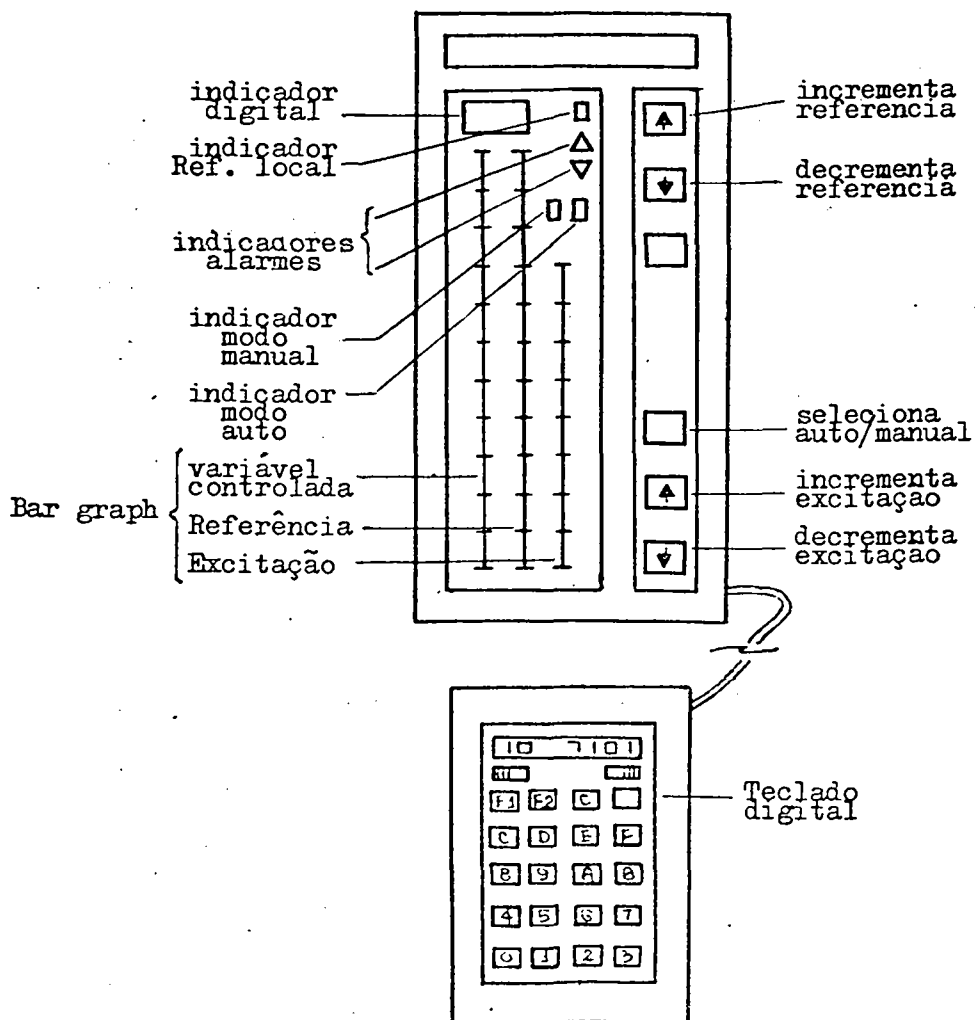


Figura 2.9 - Frontal de um controlador PID digital para uso industrial.

Os dispositivos sinalizadores fornecem informações sobre as condições de operação do sistema de controle, tais como: operação manual ou automática; referência local, remota ou via computador central; alarmes. Os dispositivos indicadores (barras gráficas) fornecem informações sobre o estado das variáveis do sistema de controle, tais como: valor da referência, saída do processo, sinal de excitação (ou controle) e são extremamente úteis para o monitoramento das variáveis do processo. As informações contidas nesses elementos facilitam e agilizam a tomada de decisões, se necessário, pelo operador ou encarregado da planta.

A seleção entre modos de controle permite a operação em manual ou automático. No modo manual o sinal de excitação é comandado pelo operador da planta que por intermédio das teclas externas incorporadas ao controlador incrementa ou decrementa a excitação. As variáveis atuais do processo podem ser visualizadas pelo operador nos mostradores de barras. No modo automático o sinal aplicado ao processo (sinal de controle) é gerado pelas ações de controle contidas no algoritmo de controle. A seleção entre modos de operação dá ao controlador maior versatilidade e segurança uma vez que em condições de deterioração ou perda de controle, a operação manual é extremamente útil. A capacidade de seleção entre modos de operação exige a nível de software funções especiais que permitam transferência suave (sem oscilações) entre as operações manual-automático e automático-manual.

A referência do sistema de controle pode ser local, remota ou via computador central no caso de utilização do controlador em um sistema hierarquizado. As teclas para o ajuste

local permitem aumentar ou diminuir o valor da referência.

O teclado para comunicação permite acesso ao controlador digital, e sua programação é realizada utilizando-se de suas funções de modo que o controlador atue conforme especificado pelo operador/engenheiro da planta. Outras funções tais como: filtros digitais, ganhos adaptativos (diferentes valores de ganhos para diferentes valores da variável controlada, extremamente útil para elementos não lineares podem ser disponíveis.

Um problema que surge a nível de implementação é a limitação do sinal de saída do controlador. Nem sempre o sinal calculado pela lei de controle é integralmente aplicado ao processo em consequência da saturação do controlador. Nos controladores onde a ação integral está presente, a saturação do controlador traz como consequência o fenômeno da sobrecarga da ação integral. Para contornar este problema deve-se incorporar ao software funções especiais que façam o controlador tomar conhecimento deste fato, e evitar a deterioração do seu desempenho.

2.8 - CONCLUSÕES

Apresentou-se neste capítulo o controlador PID, bem como algumas de suas diferentes realizações práticas. O algoritmo pode ser facilmente implementado em computador digital requerendo apenas algumas operações aritméticas a cada iteração, e uma memória reduzida para armazenar as variáveis e parâmetros.

O procedimento adotado para o ajuste do controlador PID discreto, com a especificação de apenas dois parâmetros, permite

ao operador/engenheiro da planta definir de modo bastante simples o desempenho transitório do sistema de controle de malha fechada.

Foram também levantadas algumas exigências a nível operacional e problemas decorrentes de sua implementação. A inclusão do modo de controle manual exige que o controlador possua funções especiais para garantir a transição entre automático-manual e manual-automático sem oscilações bruscas no processo. A saturação do controlador deve ser considerada no projeto de controladores digitais de tipo PID, a fim de eliminar o fenômeno da sobrecarga da ação integral nos controladores. Os dispositivos de eliminação de sobrecarga da ação integral e de transferência suave entre modos serão estudados no capítulo 3.

C A P Í T U L O 3

TÉCNICAS PARA ELIMINAÇÃO DA SOBRECARGA DA AÇÃO INTEGRAL E TRANSFERÊNCIA SUAVE ENTRE MODOS DE OPERAÇÃO

3.1 - INTRODUÇÃO

Os benefícios da ação integral num controlador tem sempre sido acompanhados pelo problema da sobrecarga da ação integral durante a partida da planta, ou mudanças grandes no sinal de referência. Nestas ocasiões há geralmente saturação da ação de controle, e o controlador PID "simples" torna-se responsável por severas ultrapassagens da variável controlada. Nas grandes transições em que a ação de controle satura, a saída do processo evolui mais lentamente que previsto no projeto com conseqüente sobrecarga da ação integral. Essa sobrecarga deverá ser eliminada através da inversão do erro de seguimento isto é, as custas de sobresinais proporcionais ao tempo em que a saída do controlador permaneceu saturada. Para evitar este problema, a maioria dos controladores comercializados, analógicos ou digitais, são dotados de dispositivos para prevenir a sobrecarga da ação integral, e conseqüentemente eliminar as indesejáveis ultrapassagens. Algumas estratégias atualmente utilizadas bem como aquela a ser utilizada neste trabalho serão estudadas no item 3.2.

A inclusão da opção de controle manual dá ao controlador maior versatilidade uma vez que é permitido ao operador realizar o comando ou testes no processo. No modo de

controle manual o controlador deixa de agir sobre o processo, e o sistema passa a operar em malha aberta. Nestas circunstâncias a transição de um ponto de operação a outro ocorre por meio da própria dinâmica do processo, e o operador atua simplesmente no sinal de excitação. Uma vez que o processo atingiu as condições (ou saída) desejadas fecha-se a malha de controle. A passagem de manual para automático não pode ser realizada de modo tão simples, pois deve-se considerar que durante a operação manual o controlador operava em aberto. Se o chaveamento for realizado nestas condições haverá oscilações no sistema de controle uma vez que as ações no controlador estarão desatualizadas, particularmente a ação integral. Para que o processo seja transferido suavemente de automático para manual, ou de manual para automático, é necessário que o controlador seja dotado de algum dispositivo para esta finalidade. Esses dispositivos serão estudados no item 3.3.

3.2 - A ELIMINAÇÃO DA SOBRECARGA DA AÇÃO INTEGRAL

As estratégias de eliminação da sobrecarga da ação integral foram primeiramente desenvolvidas para os controladores analógicos. Posteriormente algumas foram simplesmente transladadas para o seu equivalente digital. É de particular interesse as estratégias de eliminação da sobrecarga da ação integral utilizadas em controle digital, e algumas atualmente utilizadas, relacionadas em [21], serão descritas resumidamente.

3.2.1 - ALGUMAS ESTRATÉGIAS DE ELIMINAÇÃO DE SOBRECARGA DA AÇÃO INTEGRAL

a) - Desativação da ação integral durante a saturação - Implementada em controladores analógicos ou digitais; ao se detectar a saturação do controlador interrompe-se a integração preservando-a durante o período de saturação. Previne-se assim a sobrecarga da ação integral, mas no momento da desaturação, a ação integral estará desatualizada no que diz respeito ao estado do processo. Conseqüentemente o comportamento obtido não é ótimo.

b) - Subtração integral - Nesta abordagem, o valor da ação integral é reduzido a cada instante de amostragem por uma quantia proporcional ao excesso de atuação, ou seja:

$$I(k) = I(k-1) + \frac{T}{T_i} e(k) - K_I [u(k) - u_a(k)] \quad (3.1)$$

onde: $I(k)$ é a contribuição da ação integral no instante (k) ;

$u(k)$ é a ação total calculada para o instante (k) ;

e $u_a(k)$ é a ação efetivamente aplicada ao processo.

Neste caso, o termo integral é incrementado pelo erro de seguimento e decrementado pelo excesso de atuação, a uma taxa que depende do valor de K_I , para o qual não existe um método analítico de cálculo. Assim, uma escolha inadequada do parâmetro pode conduzir ao aparecimento de um ciclo contínuo de saturação/desaturação.

Como no caso anterior, mesmo para valores adequados de K_I não há garantia que no momento da desaturação, a ação integral

esteja atualizada com o estado do processo.

c) - Método analítico - A abordagem deste método , aplicável a sistemas do tipo zero, consiste em impor o valor da ação integral, nas ocasiões em que a ação total de controle satura.

Considere-se o sistema de tipo zero, de função de transferência contínua $gN(S)/D(S)$, onde g é o ganho estático e $N(S)$ e $D(S)$ são polinômios em S , controlado usando o controlador PID discreto. Em regime permanente para uma referência, y_r , constante, e na ausência de perturbação ter-se-á:

$$y(k) = y_r = g \cdot u(k) \quad (3.2)$$

onde $y(k)$ é a variável controlada, constante, e

$$u(k) = K_c \frac{T}{T_i} \sum_{j=0}^k e(j) = K_c I(k) \quad (3.3)$$

Isolando-se $I(k)$ de (3.3) e (3.2) chega-se a:

$$I(k) = \frac{y_r}{K_c \cdot g} = \frac{y(k)}{K_c \cdot g} \quad (3.4)$$

A relação anterior é válida em regime permanente na ausência de perturbações, entretanto em caso de saturação ela pode ser utilizada para impor a ação integral, em cada instante de amostragem, no valor necessário para manter a saída naquele nível.

Esta técnica não apresenta as desvantagens das outras, porém na presença de perturbações não mensuráveis o seu desempenho será degradado. Também, variações no ganho estático do

processo levarão a um pré-ajuste errado da ação integral.

3.2.2 - A ESTRATÉGIA DE ELIMINAÇÃO DA SOBRECARGA DA AÇÃO INTEGRAL UTILIZADA NESTE TRABALHO

A estratégia de eliminação da sobrecarga da ação integral que será descrita é baseada nas características do controlador PID [9,33].

Seja a equação 2.49 que representa a equação da dinâmica do controlador PID discreto para qualquer uma das estruturas estudadas no capítulo 2:

$$u(k) = c_1 u(k-1) + c_2 u(k-2) + c_3 yr(k) + c_4 yr(k-1) + c_5 yr(k-2) - c_6 y(k) - c_7 y(k-1) - c_8 y(k-2) \quad (3.5)$$

Considere ainda que o sinal de controle efetivamente aplicado ao processo, $ua(k)$, poderá, dependendo de questões práticas ou tecnológicas, ser igual ou diferente do valor calculado pelo algoritmo (3.5). Na maioria dos casos práticos ter-se-á a condição $|ua(k)| < |u(k)|$ que será adotada como hipótese de trabalho. No instante (k) mede-se a variável controlada $y(k)$, e usando a equação 3.5 determina-se $u(k)$, aplica-se $ua(k)$ e atualizam-se as variáveis internas do algoritmo a partir das relações:

$$\begin{aligned} u(k-2) &= u(k-1) \\ u(k-1) &= u(k) \\ yr(k-2) &= yr(k-1) \\ yr(k-1) &= yr(k) \\ y(k-2) &= y(k-1) \\ y(k-1) &= y(k) \end{aligned} \quad (3.6)$$

No caso em que $u_a(k)=u(k)$ não haverá problemas pois a saída do processo evoluirá como previsto no projeto. Se, no entanto, $u_a(k)$ for menor em módulo que $u(k)$ a saída do processo evoluirá mais lentamente que previsto, e a integral do erro de seguimento o fará mais rapidamente, com a ocorrência de sobrecarga da ação integral. O problema de eliminação da sobrecarga da ação integral reside, então, em atualizar corretamente as variáveis internas do algoritmo de modo a compatibilizar as variáveis internas e externas ao controlador.

A estratégia de eliminação da sobrecarga da ação integral usa o fato de que nos instantes em que o sinal de controle aplicado ao processo, $u_a(k)$, é diferente que o calculado usando a equação 3.5, é possível calcular o valor da referência $y_{rl}(k)$ que teria provocado $u_a(k)$. Utilizando-se a equação 3.5 em ordem inversa obtém-se:

$$y_{rl}(k) = [u_a(k) - c_1 u(k-1) - c_2 u(k-2) - c_4 y(k-1) - c_5 y(k-2) + c_6 y(k) + c_7 y(k-1) + c_8 y(k-2)] / c_3 \quad (3.7)$$

onde: $y_{rl}(k)$ é a referência, limitada, que teria provocado $u_a(k)$.

A redefinição da referência indica que se a referência no instante k tivesse sido $y_{rl}(k)$, em lugar de $y(k)$, o sinal aplicado teria sido $u_a(k)$. Atualiza-se as variáveis internas do algoritmo do seguinte modo:

$$\begin{aligned} u(k-2) &= u(k-1) \\ u(k-1) &= u_a(k) \\ y(k-2) &= y(k-1) \\ y(k-1) &= y_{rl}(k) \\ y(k-2) &= y(k-1) \\ y(k-1) &= y(k) \end{aligned} \quad (3.8)$$

Na figura 3.1 é apresentado o diagrama de bloco do algoritmo completo.

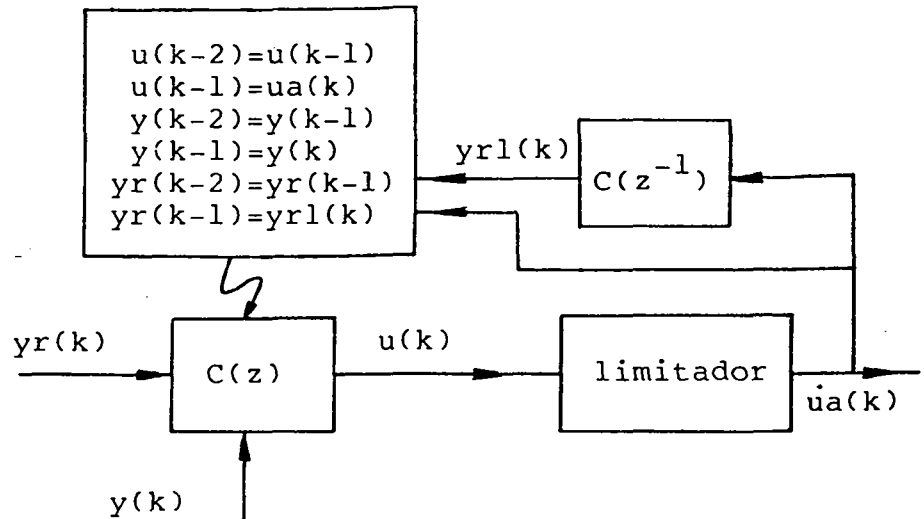


Figura 3.1 - Diagrama de blocos do controlador com eliminador de sobrecarga da ação integral.

Observa-se que não havendo limitação $ua(k) = u(k)$, tem-se $yrl(k) = yr(k)$ e o algoritmo PID representado por 3.5 é adequadamente realizado. Em caso de limitação $|ua(k)| < |u(k)|$, ter-se-á $yrl(k) \neq yr(k)$, e as variáveis internas do algoritmo de controle são atualizadas de forma mais adequada, compatibilizando as ações de controle com a evolução do sistema.

3.2.3 - CONSIDERAÇÕES SOBRE O DESEMPENHO DO MÉTODO DE ELIMINAÇÃO DA SOBRECARGA DA AÇÃO INTEGRAL

Na seção anterior descreveu-se a estratégia de eliminação da sobrecarga da ação integral sem fazer qualquer restrição de aplicabilidade, contudo é necessário derivar as condições sob as quais o método irá desempenhar adequadamente os objetivos a que se propõe.

Na implementação de qualquer técnica de eliminação da sobrecarga da ação integral, nos controladores onde esta ação está presente, deve-se garantir que o sistema possua estabilidade para qualquer circunstância em que haja a necessidade do eliminador atuar.

A relação dinâmica existente entre $y_{rl}(k)$, $u_a(k)$ e $y(k)$ é representada pela seguinte função:

$$Y_{rl}(z) = \frac{1 - c_1 z^{-1} - c_2 z^{-2}}{c_3 + c_4 z^{-1} + c_5 z^{-2}} U_a(z) - \frac{c_6 + c_7 z^{-1} + c_8 z^{-2}}{c_3 + c_4 z^{-1} + c_5 z^{-2}} Y(z) \quad (3.9)$$

Esta função apresenta as seguintes características:

- 1) - ganho estático nulo para o 1º termo a direita do sinal de igual, uma vez que $(1 - c_1 - c_2 = 0)$. Ganho estático unitário para o 2º termo, facilmente comprovável, sendo suficiente substituir as expressões algébricas dos coeficientes dadas no apêndice D, para qualquer uma das estruturas do controlador.
- 2) - comportamento dinâmico caracterizado pelas raízes do polinômio $(c_3 + c_4 z^{-1} + c_5 z^{-2}) = T(z^{-1})$, que deverão ser estáveis para garantir o correto desempenho do limitador.

A necessidade de se garantir a estabilidade do polinômio $T(z^{-1})$, durante a etapa de ajuste do controlador, não é um fator limitante. Se considerarmos o ajuste do controlador realizado através do cancelamento dos zeros do controlador com os polos do processo estável (item 2.6.2.a) a condição estará satisfeita, pois neste caso $S(z^{-1})=T(z^{-1})=cA(z^{-1})$, onde (c) é dado em 2.67. Por outro lado, as diferentes implementações do controlador PID discreto conduzem a diferentes polinômios $T(z^{-1})$. Na estrutura tipo PeIeDfy o polinômio $T(z^{-1})$ possui dois zeros $-\frac{\alpha_1}{\alpha_0}$ e $-\delta$. O zero $-\delta$ deverá estar, obrigatoriamente, no interior do círculo unitário, pois o filtro de 1ª ordem deve ser estável. O zero $-\frac{\alpha_1}{\alpha_0}$ estará no interior do círculo unitário se $T_i > \frac{T}{2}$. Esta condição é geralmente satisfeita. Na estrutura tipo PyIeDfy o polinômio $T(z^{-1})$ possui um único zero $-\delta$, que deve ser estável conforme discutido anteriormente. Na estrutura tipo PyIfeDfy o polinômio $T(z^{-1})$ não possui nenhum zero, portanto a condição é plenamente satisfeita.

3.2.4 - ESTUDO DO DESEMPENHO DO MÉTODO DE ELIMINAÇÃO PROPOSTO

Neste item, serão apresentadas simulações do controle digital de um servomotor de corrente contínua com controlador PID dotado do dispositivo de eliminação da sobrecarga da ação integral. A função de transferência discreta do servomotor de corrente contínua, representado por um modelo de 2ª ordem (apêndice A) é:

$$\frac{W(z)}{U(z)} = \frac{0,0244z^{-1} + 0,0233z^{-2}}{1 - 1,8617z^{-1} + 0,8640z^{-2}} \quad (3.10)$$

Na simulação considerou-se um conversor digital-analógico de 12 bits com tensão excursionando entre -10V a +10V.

a) - Simulação sem o eliminador de sobrecarga da ação integral

Na figura 3.2 mostra-se o comportamento do sistema, sem

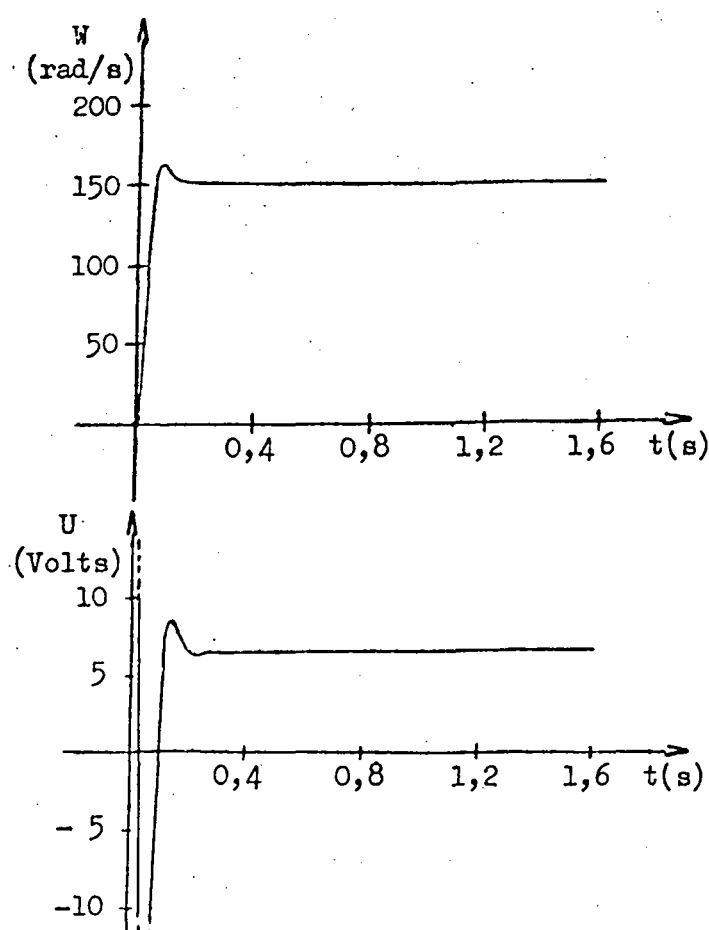


Figura 3.2 - (a) velocidade do motor, b) sinal de controle.

limitação do sinal de controle, em resposta a um degrau de referência de 150 rad/s. A estrutura utilizada foi o PIDe e a equação da dinâmica do controlador (especificada para $T_e(5\%) = 0,1s$ e sobrelevação $\tilde{=}$ 10%) é:

$$u(k) = 1,714u(k-1) - 0,714u(k-2) + 1,159e(k) - 2,159e(k-1) + 1,002e(k-2) \quad (3.11)$$

O sistema responde conforme especificado, contudo o sinal de controle ultrapassa a faixa operacional permitida pelo conversor digital-analógico. Esse fato acarretaria, na prática, a saturação do controlador.

Na figura 3.3 mostra-se as variáveis do processo considerando a mesma estrutura e especificações (equação 3.11), porém com a limitação do sinal de controle.

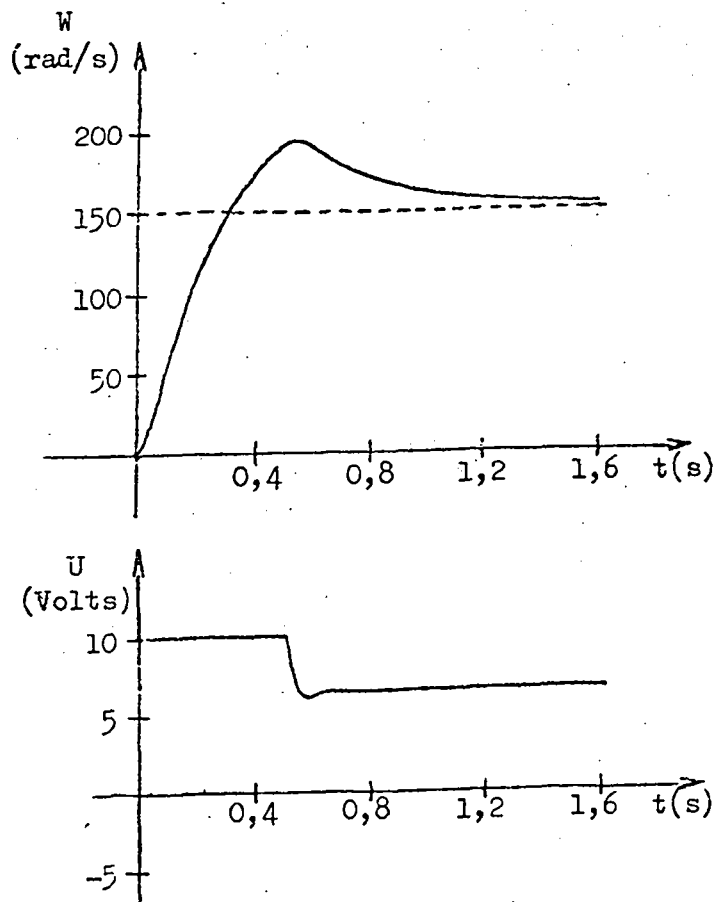


Figura 3.3 - (a) velocidade do motor, (b) sinal de controle.

Na figura 3.4 a resposta é obtida utilizando-se o controlador tipo PyIfeDfy, com limitação do sinal de controle, e a equação da dinâmica do controlador (especificada para $T_e(5\%) = 0,1s$ e sobrelevação $\bar{\epsilon} = 10\%$) é:

$$u(k) = 0,474u(k-1) + 0,526u(k-2) + 1,159y_r(k) - 26,606y(k) + 44,969y(k-1) - 19,522y(k-2) \quad (3.12)$$

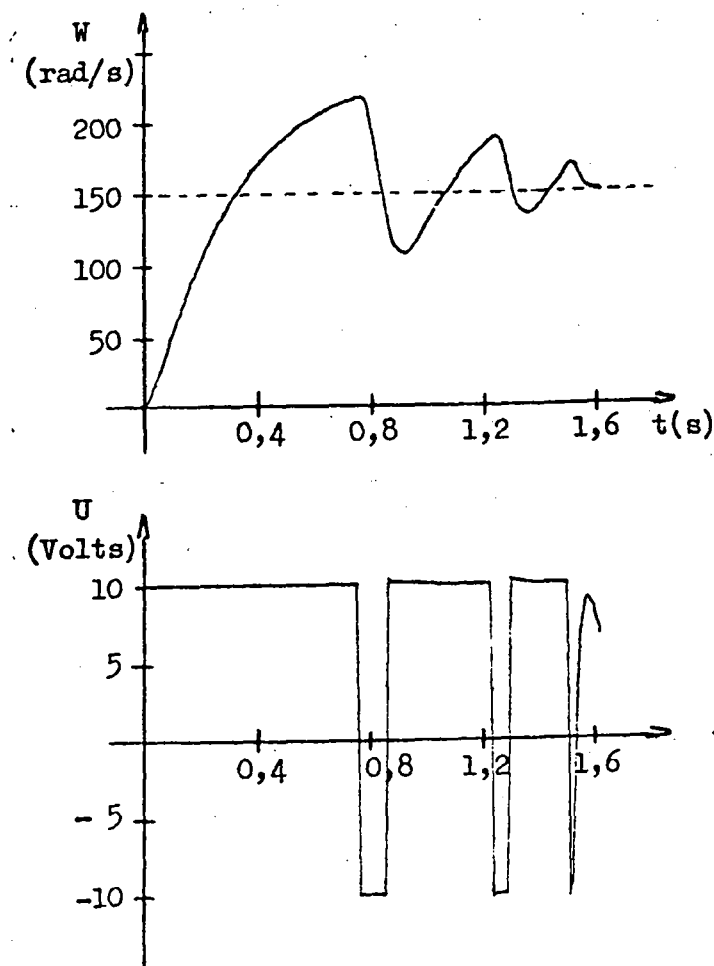


Figura 3.4 - (a) velocidade do motor
(b) sinal de controle

A sobrecarga da ação integral conduziu a severas ultrapassagens da variável controlada em relação ao ponto de referência em ambos os casos, muito além daquele especificado, e em geral permissível em processos. Observa-se também, que o tempo

de estabelecimento (T_e) foi enormemente deteriorado. Resultados semelhantes podem ser obtidos para as diferentes implementações práticas do controlador PID discreto.

b - Simulação com o eliminador de sobrecarga da ação integral

As mesmas simulações feitas no item anterior serão realizadas incluindo o eliminador de sobrecarga da ação integral proposto em 3.2.2.

Na figura 3.5 é mostrado o resultado para o controlador tipo PIDe e a equação do controlador dada em (3.11).

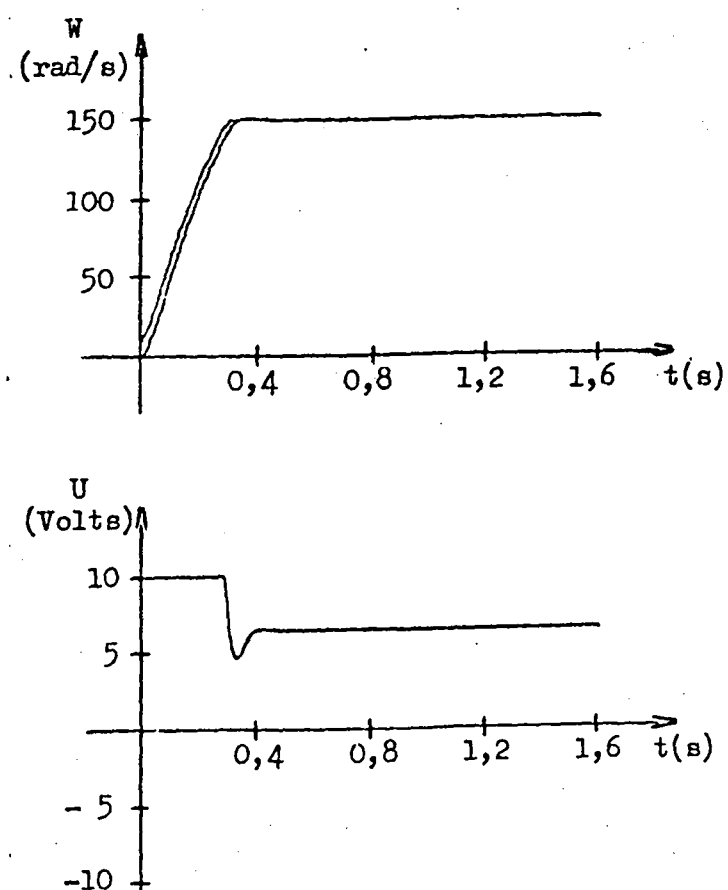


Figura 3.5 - (a) velocidade do motor
(b) sinal de controle.

Observa-se que a referência redefinida pelo eliminador de sobrecarga segue adiantada a saída do processo até atingir a referência ($y_r=150$ rad/s), aproveitando ao máximo a cada instante a capacidade do controlador, e permitindo a correta desaturação da ação de controle.

Na figura 3.6 mostra-se o resultado para o controlador tipo PyIfedfy e a equação do controlador dada em (3.12).

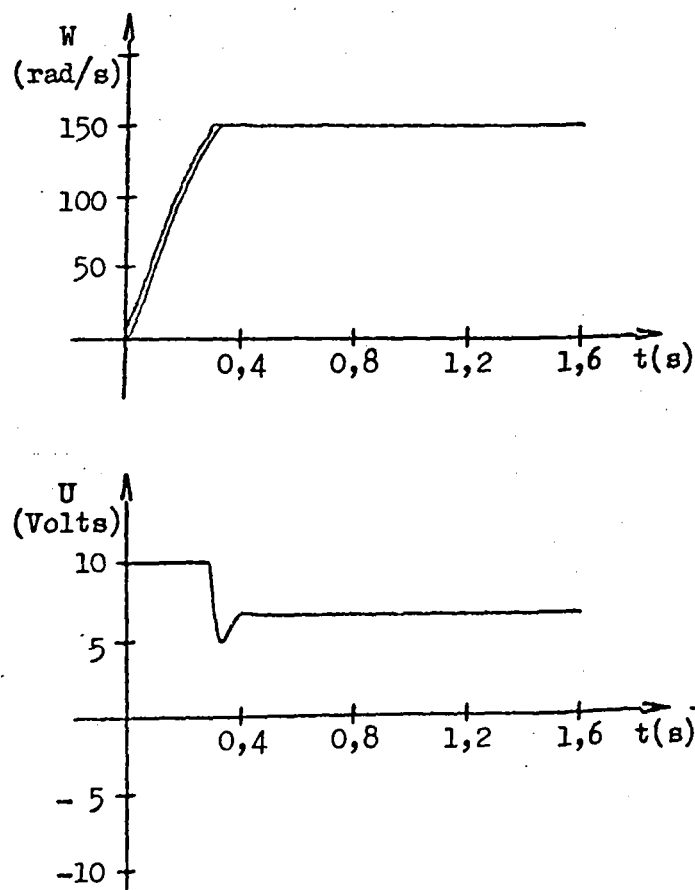


Figura 3.6 - (a) velocidade do motor
(b) sinal de controle.

Analogamente, a referência é redefinida pelo dispositivo anti-sobrecarga, por causa da saturação da ação de controle, e segue adiantada a saída do processo até atingir a referência. O tempo de estabelecimento (T_e) é maior do que o especificado em ambos os casos, porém muito menor que aqueles sem o dispositivo anti-sobrecarga.

A comparação destes resultados com aqueles obtidos no item (a), permite concluir afirmativamente sobre o eliminador de sobrecarga da ação integral. Nota-se que os zeros da equação da dinâmica do controlador em 3.11 e 3.12 são estáveis.

Como um exemplo da necessidade dos zeros do controlador serem estáveis, considere o servomotor de corrente contínua representado por um modelo de 1ª ordem (apêndice A):

$$\frac{W(z)}{U(z)} = \frac{0,354z^{-1}}{1 - 0,983z^{-1}} \quad (3.13)$$

Utilizando a estrutura tipo PIDe (seria suficiente utilizar-se um controlador PI) para controlar o servomotor, é possível colocar um dos zeros do controlador arbitrariamente. Considerando as especificações de desempenho $T_e(5\%)=0,022s$ e sobrelevação $\approx 5\%$, a equação da dinâmica do controlador foi ajustada para:

$$\begin{aligned} u(k) = & 0,921u(k-1) + 0,079u(k-2) \\ & + 0,475e(k) + 0,483e(k-1) - 0,933e(k-2) \end{aligned} \quad (3.14)$$

com um dos zeros do controlador igual a 2,0 .

Os resultados são mostrados na figura 3.7, para um degrau de referência de 40 rad/s.

Observa-se dos resultados que a redefinição da referência diverge, e o processo torna-se incontrolável devido ao zero instável do controlador. Há casos em que a referência não diverge, devido ao fato do dispositivo anti-sobrecarga trabalhar somente durante alguns períodos de amostragem, contudo, a referência não muda suavemente e de modo contínuo como nas

figuras 3.5 e 3.6.

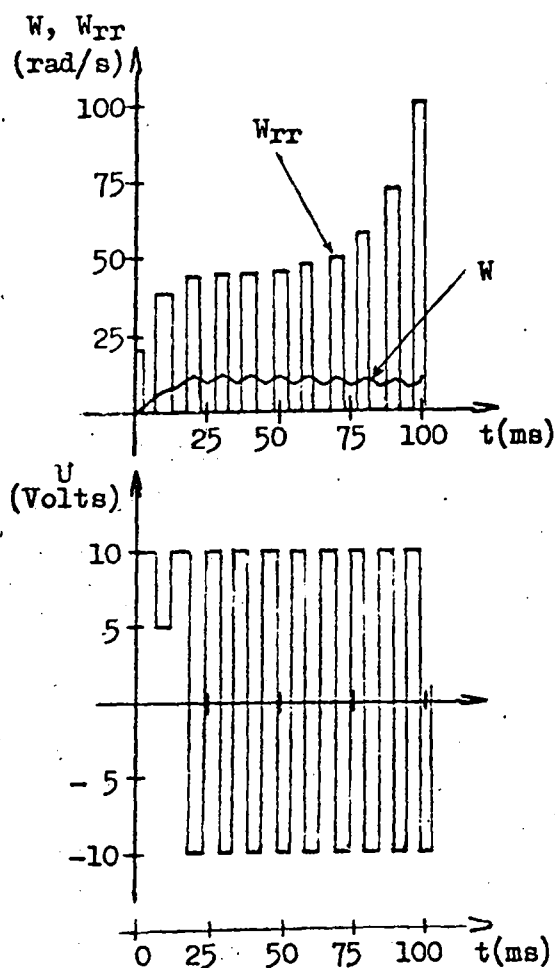


Figura 3.7 - (a) velocidade do motor
(b) sinal de controle.

3.3 - SELEÇÃO ENTRE MODOS AUTOMÁTICO E MANUAL

3.3.1 - A REPRESENTAÇÃO DO SISTEMA DE CONTROLE COM DISPOSITIVO PARA EXCITAÇÃO MANUAL

Na figura 3.8 mostra-se o diagrama de blocos de um sistema de controle com uma única entrada e uma única saída, incluindo o dispositivo para operar manualmente a planta. A fim de não onerar demasiadamente o sistema de controle, e ainda aproveitar a flexibilidade do software, utilizou-se o próprio

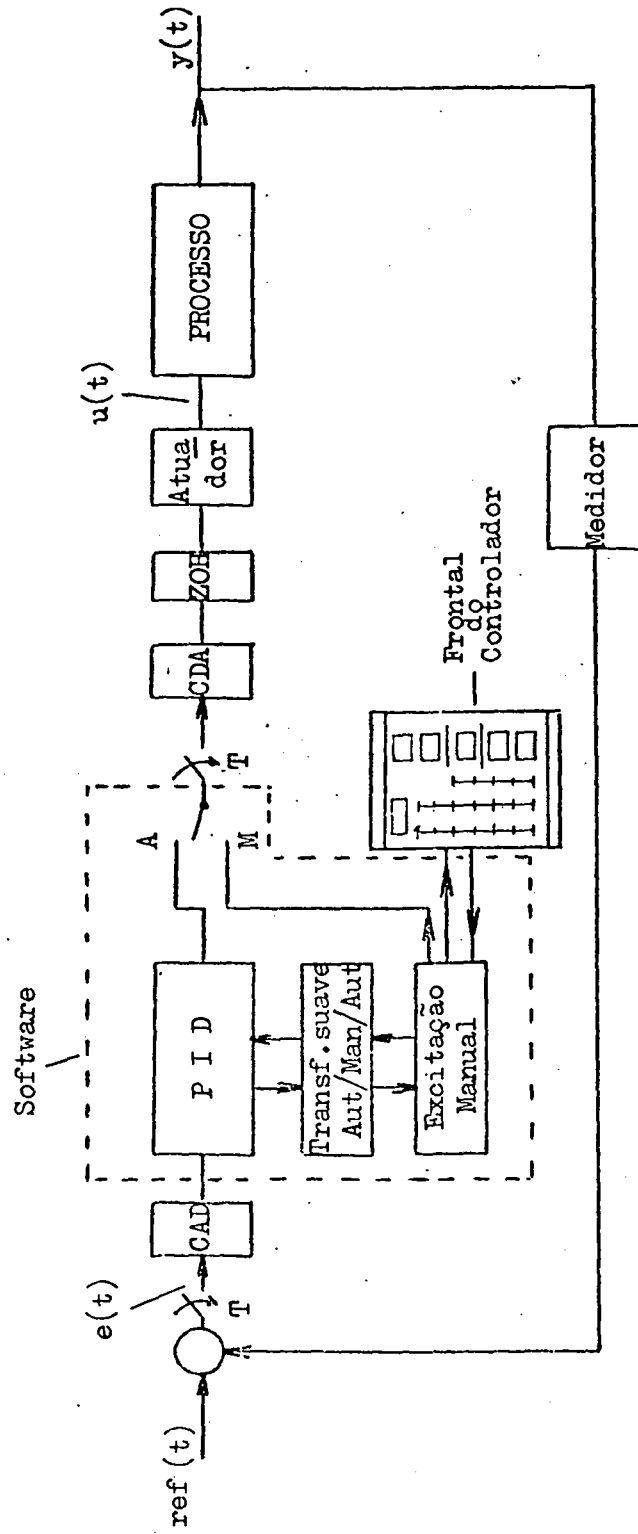


Figura 3.8-Sistema de controle com dispositivo para excitação

manual.

computador para gerar a excitação manual, uma vez que, não linearidades tais como: fechamento/abertura de chaves, ganhos variáveis, etc., são facilmente realizados por software.

3.3.2 - A FUNÇÃO DE EXCITAÇÃO MANUAL

No modo de operação manual o sinal de excitação deve varrer uma faixa proporcional aos limites do conversor digital-analógico. Numa versão contínua o sinal poderia ter qualquer valor dentro dessa faixa, porém, no caso da utilização do computador para gerar a excitação manual os valores serão discretos, e a resolução mínima é dada pelo número de bits do conversor digital-analógico. A cada período de amostragem, a excitação pode ser aumentada ou diminuída de pelo menos um bit, ou por um valor qualquer definido pelo próprio usuário. Pode-se ainda incluir um ajuste fino realizado também por software.

Na figura 3.9 mostra-se a forma de onda do sinal de saída do conversor digital-analógico, varrendo os limites do conversor. Os valores ($+U_m$ e $-U_m$) são alcançados em função da limitação do número de bits do conversor digital-analógico.

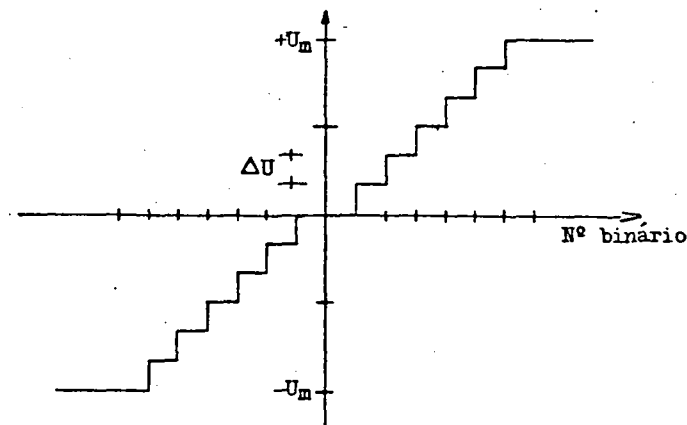


Figura 3.9 - Relação entrada-saída do conversor digital-analógico.

O diagrama de blocos da rotina de software que realiza a função de excitação é mostrada na figura 3.10. O incremento ou decremento do sinal é comandado por uma (ou duas) chaves externas ao computador.

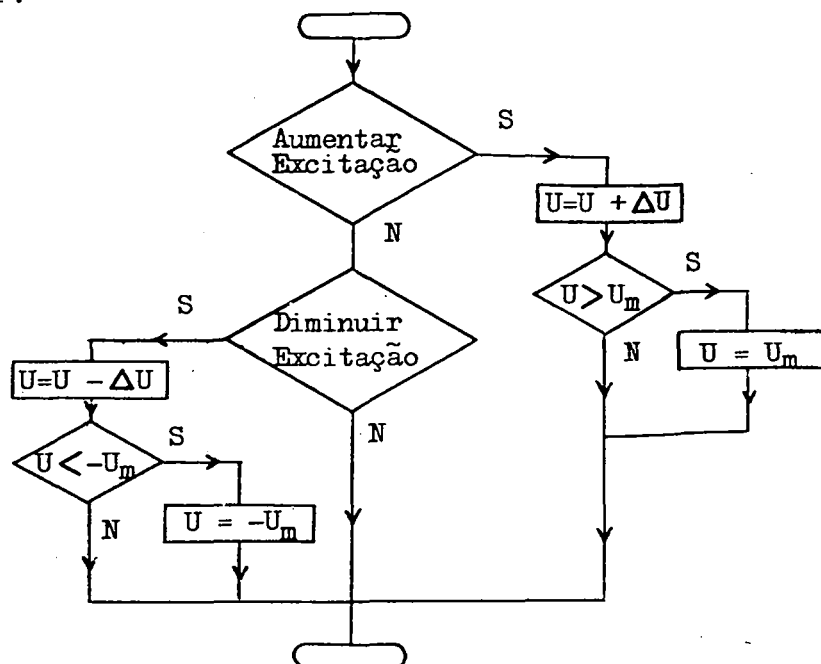


Fig.3.10 - Diagrama de blocos da rotina de excitação manual.

3.3.3 - TRANSFERÊNCIA SUAVE AUTOMÁTICO-MANUAL

Na transferência do modo automático para manual, no instante de chaveamento, a entrada do processo permanece no último valor quando ainda em automático, o que evita oscilações bruscas no processo. O procedimento descrito realiza suavemente a transferência, se no instante do chaveamento de automático para manual o processo encontra-se no estado estacionário, e se o nível de ruído no sinal de controle for pequeno. A presença de ruído pode ser solucionada utilizando-se filtros na saída do controlador, com efeito somente para a transferência automático-manual. O regime estacionário do processo, no instante do chaveamento, pode ser garantido monitorando-se as variáveis do

processo através dos dispositivos indicadores.

3.3.4 - TRANSFERÊNCIA SUAVE MANUAL-AUTOMÁTICO

Dentro das funções de geração do sinal de excitação na operação em manual, será incorporada a tarefa de garantir a transferência suave no instante da passagem manual-automático. Algumas técnicas utilizadas serão aqui descritas resumidamente.

a) - Utilização de uma estrutura -PI- auxiliar [26]- utilizada em controladores digitais (ou analógicos); a excitação manual é gerada por hardware e fornecida ao computador através do conversor analógico-digital. A diferença entre o sinal de excitação, gerado manualmente e aplicado ao processo, e o sinal de controle no controlador, agora em malha aberta, é utilizada como entrada da estrutura PI auxiliar para redefinir a referência interna ao computador. Esta redefinição da referência permite ao sinal do controlador principal convergir para o sinal de excitação manual. Uma desvantagem desta técnica é a necessidade de se ajustar também a estrutura PI auxiliar, trazendo as mesmas dificuldades que o ajuste dos parâmetros do controlador principal. Contudo, ajustes por tentativa e erro podem ser realizados.

b) - Estabelecimento de condições iniciais [27] - Nesta técnica, a transferência suave é garantida estabelecendo-se condições iniciais apropriadas na passagem manual-automático. Tais condições iniciais consistem em inicializar as variáveis internas do algoritmo com os valores correntes do processo, ou seja:

$$\begin{aligned} u(k) &= u(k-1) = u(k-2) = u(\text{manual}) & e \\ yr(k) &= yr(k-1) = yr(k-2) = y(k) & (3.15) \end{aligned}$$

O procedimento descrito somente realizará a transferência suave manual-automático, se no instante do chaveamento o processo encontrar-se no estado estacionário.

3.3.5 - A TÉCNICA UTILIZADA NESTE TRABALHO

A técnica para transferência suave manual-automático baseia-se no uso do próprio controlador PID, independente da estrutura utilizada, assemelhando-se àquela utilizada na eliminação da sobrecarga da ação integral descrita na seção 3.2. A estratégia usa o fato de que os valores da excitação ($u(k)$, $u(k-1)$ e $u(k-2)$) e das saídas do processo ($y(k)$, $y(k-1)$ e $y(k-2)$) são disponíveis, e serão utilizadas para redefinir a referência.

Considere a equação da dinâmica do controlador PID (2.49), válida para qualquer das implementações, na forma a diferenças finitas:

$$\begin{aligned} u(k) &= c_1 u(k-1) + c_2 u(k-2) + c_3 yr(k) + c_4 yr(k-1) \\ &\quad + c_5 yr(k-2) - c_6 y(k) - c_7 y(k-1) - c_8 y(k-2) \end{aligned} \quad (3.16)$$

A partir de $y(k)$ lido pelo computador através do conversor analógico-digital, e de $y(k-1)$, $y(k-2)$, $u(k)$, $u(k-1)$ e $u(k-2)$ disponíveis na memória do computador, calcula-se $yr(k)$ de modo que a referência seja redefinida.

$$\begin{aligned}
 y_{rr}(k) = [& u(k) - c_1 u(k-1) - c_2 u(k-2) - c_4 y_r(k-1) \\
 & - c_5 y_r(k-2) + c_6 y(k) + c_7 y(k-1) + c_8 y(k-2)] / c_3
 \end{aligned}
 \quad (3.17)$$

Atualiza-se as variáveis internas da seguinte forma:

$$\begin{aligned}
 u(k-2) &= u(k-1) \\
 u(k-1) &= u(k) \\
 y(k-2) &= y(k-1) \\
 y(k-1) &= y(k) \\
 y_r(k-2) &= y_r(k-1) \\
 y_r(k-1) &= y_{rr}(k)
 \end{aligned}
 \quad (3.18)$$

A relação dinâmica existente entre $y_{rr}(k)$, $u(k)$ e $y(k)$ é representada pela função seguinte:

$$Y_{rr}(z) = \frac{1 - c_1 z^{-1} - c_2 z^{-2}}{c_3 + c_4 z^{-1} + c_5 z^{-2}} U(z) + \frac{c_6 + c_7 z^{-1} + c_8 z^{-2}}{c_3 + c_4 z^{-1} + c_5 z^{-2}} Y(z)
 \quad (3.19)$$

substituindo-se $Y(z)$ dada por 2.6 chega-se a:

$$Y_{rr}(z) = \frac{1 - c_1 z^{-1} - c_2 z^{-2}}{c_3 + c_4 z^{-1} + c_5 z^{-2}} U(z) + \frac{(c_6 + c_7 z^{-1} + c_8 z^{-2})}{(c_3 + c_4 z^{-1} + c_5 z^{-2})} \frac{B(z^{-1})}{A(z^{-1})} U(z)
 \quad (3.20)$$

A equação (3.20) apresenta as seguintes características:

- 1) - ganho estático nulo para o 1º termo a direita do sinal de igual, uma vez que $(1 - c_1 - c_2 = 0)$. Ganho estático igual ao do processo para o 2º termo a

direita do sinal de igual. Para tanto é suficiente substituir as expressões relativas aos coeficientes c_1, \dots, c_8 , para qualquer estrutura do controlador PID discreto, dadas no apêndice D.

- 2) - comportamento dinâmico caracterizado pelas raízes do polinômio $T(z^{-1})A(z^{-1})$, que deverão ser estáveis para garantir o correto desempenho da estratégia para transferência suave manual-automático.

Assim $y_{rr}(k)$ convergirá para $y(k)$ somente se o polinômio $(c_3 + c_4 z^{-1} + c_5 z^{-2}) = T(z^{-1})$ for estável. A condição anterior sendo satisfeita, ao final ter-se-á $y_{rr}(k) = y(k)$ e a excitação $u(k)$ em concordância com a saída do processo. Deste modo as ações estarão atualizadas, e a transferência suave manual-automático se processará.

A estratégia proposta não se justifica plenamente se é esperado o processo atingir o regime estacionário para realizar o chaveamento manual-automático. Neste caso, seria suficiente fazer $y_r(k) = y(k)$ e $u(k) = u(k-1) = u(k-2) = U_{\text{manual}}$ [27]. Contudo, para a técnica proposta observa-se que a referência redefinida internamente apresenta valor, em módulo, superior a saída do processo a medida que o sinal de excitação aumenta em módulo, partindo-se do estado estacionário (figura 3.11). Para algumas estruturas do controlador PID discreto pode-se chegar a uma relação direta entre $y_{rr}(k)$ e $u(k)$. Este fato permite um melhor entendimento do comportamento da redefinição da referência.

Seja a equação 3.20 reescrita na forma:

$$Y_{rr}(z) = \frac{A(z^{-1})R(z^{-1}) + S(z^{-1})B(z^{-1})}{A(z^{-1})T(z^{-1})} U(z) \quad (3.21)$$

O numerador da equação 3.21 é o denominador da função de transferência de malha fechada (2.33). O polinômio característico de malha fechada pode ser reescrito como:

$$A(z^{-1})R(z^{-1}) + S(z^{-1})B(z^{-1}) = P_d(z^{-1})P_o(z^{-1}) \quad (3.22)$$

onde: $P_d(z^{-1})$ é o polinômio predominante, escolhido de modo a satisfazer as especificações do sistema de controle, e $P_o(z^{-1})$ é um polinômio estável qualquer não-dominante.

Para a estrutura tipo PyIfDfy o polinômio $T(z^{-1}) = \alpha_1$. Considerando que o polinômio $P_o(z^{-1})$ seja colocado na origem, chega-se a seguinte relação dinâmica entre $y_{rr}(k)$ e $u(k)$:

$$Y_{rr}(z) = \frac{P_d(z^{-1})}{\alpha_1 A(z^{-1})} U(z) \quad (3.23)$$

Para a estrutura tipo PIDE ajustada através do cancelamento entre os zeros do controlador e os polos do processo, chega-se a seguinte relação dinâmica entre $y_{rr}(k)$ e $u(k)$:

$$Y_{rr}(z) = \frac{P_d(z^{-1})}{cA(z^{-1})} U(z) \quad (3.24)$$

Comparando 3.24, 3.23 com 2.6, tem-se o seguinte:

- a) - mesmo ganho estático para qualquer polinômio $P_d(z^{-1})$, garantido pelos diferentes valores numéricos obtidos para as constantes (c) e

- α_1 na etapa de ajuste do controlador.
- b) - polinômio do denominador igual ao do processo, que deve ser estável.

Na figura 3.11 ilustra-se $y_{rr}(k)$ e $y(k)$ em resposta a um degrau de excitação suposto aplicado na entrada do processo, quando o controle estiver no modo manual.

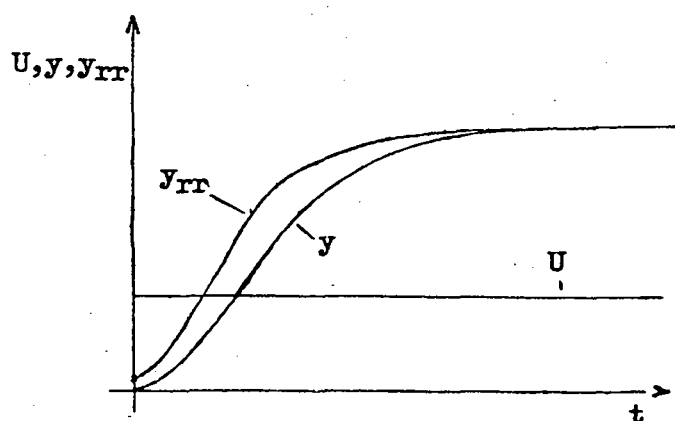


Figura 3.11 - Referência redefinida, $y_{rr}(k)$, e saída do processo, $y(k)$, para degrau excitação.

Na figura 3.12 ilustra-se $y_{rr}(k)$ e $y(k)$, em resposta a uma excitação tipo rampa.

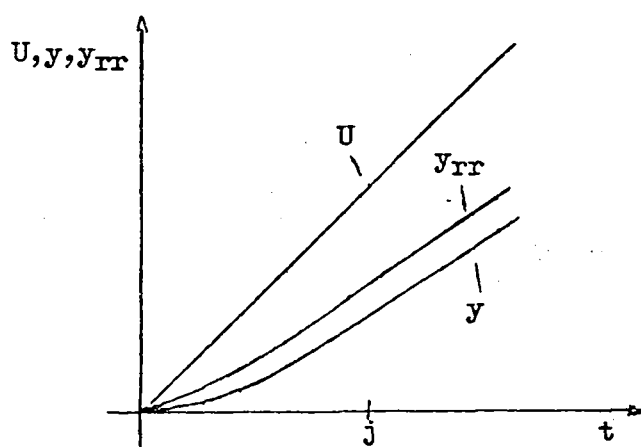


Figura 3.12 - Referência redefinida, $y_{rr}(k)$, e saída do processo, $y(k)$, para excitação tipo rampa.

A excitação tipo rampa na figura 3.12 é equivalente a faixa linear do sinal de saída do conversor digital-analógico no modo manual. Considerando-se que este sinal esteja sendo aplicado à entrada do processo, no modo manual, observa-se na figura 3.12 que a diferença entre $y_{rr}(k)$ e $y(k)$ aproxima-se de um valor constante a medida que $k \rightarrow \infty$. Esta diferença depende do polinômio $P_d(z^{-1})$ da função de transferência de malha fechada. Caso o chaveamento de manual para automático seja realizado durante o transitório, instante (j) na figura 3.12, ocorrerá o seguinte:

- a referência redefinida internamente é superior a saída do processo, e o processo evoluirá para a referência suavemente com ou sem ultrapassagem (figura 3.13).

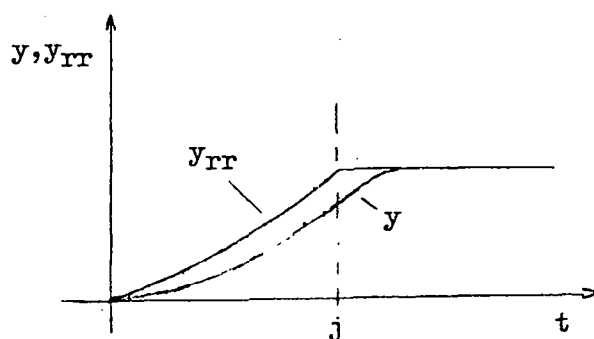


Figura 3.13 - Referência redefinida, $y_{rr}(k)$, e saída do processo, $y(k)$, e chaveamento para automático durante o transitório.

O instante de chaveamento do modo manual para automático é decidido pelo operador da planta, em função da visualização externa através dos dispositivos indicadores da referência redefinida internamente.

3.3.6 - SIMULAÇÕES HÍBRIDAS UTILIZANDO O CONTROLE MANUAL, E AS ESTRATÉGIAS PARA TRANSFERÊNCIA SUAVE AUTOMÁTICO-MANUAL e MANUAL-AUTOMÁTICO

Com o objetivo de avaliar o desempenho dos procedimentos para transferência suave automático-manual e manual-automático, realizou-se a simulação híbrida do servomotor de corrente contínua (apêndice A) e o controlador PID dotado do dispositivo anti-sobrecarga estudado no item 3.2.

O diagrama da simulação analógica do servomotor é dado no apêndice B. O período de amostragem foi escolhido igual a 5 ms.

a) - Simulação para transferência automático-manual

Para este exemplo, a estrutura utilizada foi o controlador PID tipo PIDe, e a equação da dinâmica do controlador (especificada para $T_e(5\%) = 0,1s$ e sobrelevação $\cong 10\%$) (equação 3.11) é:

$$u(k) = 1,714u(k-1) - 0,714u(k-2) + 1,159e(k) - 2,159e(k-1) + 1,002e(k-2) \quad (3.25)$$

Na figura 3.14 mostra-se a saída do processo, $w(t)$, e o sinal de controle, $u(t)$. No modo automático o sistema de controle é submetido a um degrau de referência de 50 rad/s, e sua resposta é perfeita uma vez que o controlador é dotado do dispositivo anti-sobrecarga. No instante (1) indicado na curva da figura 3.14 o processo é transferido para controle manual, e se observa que a transferência realizou-se suavemente sem qualquer

desvio da saída do processo, o que era de se esperar pois o sistema tinha atingido o regime permanente. No modo manual o processo pode ser conduzido ao ponto de operação desejado.

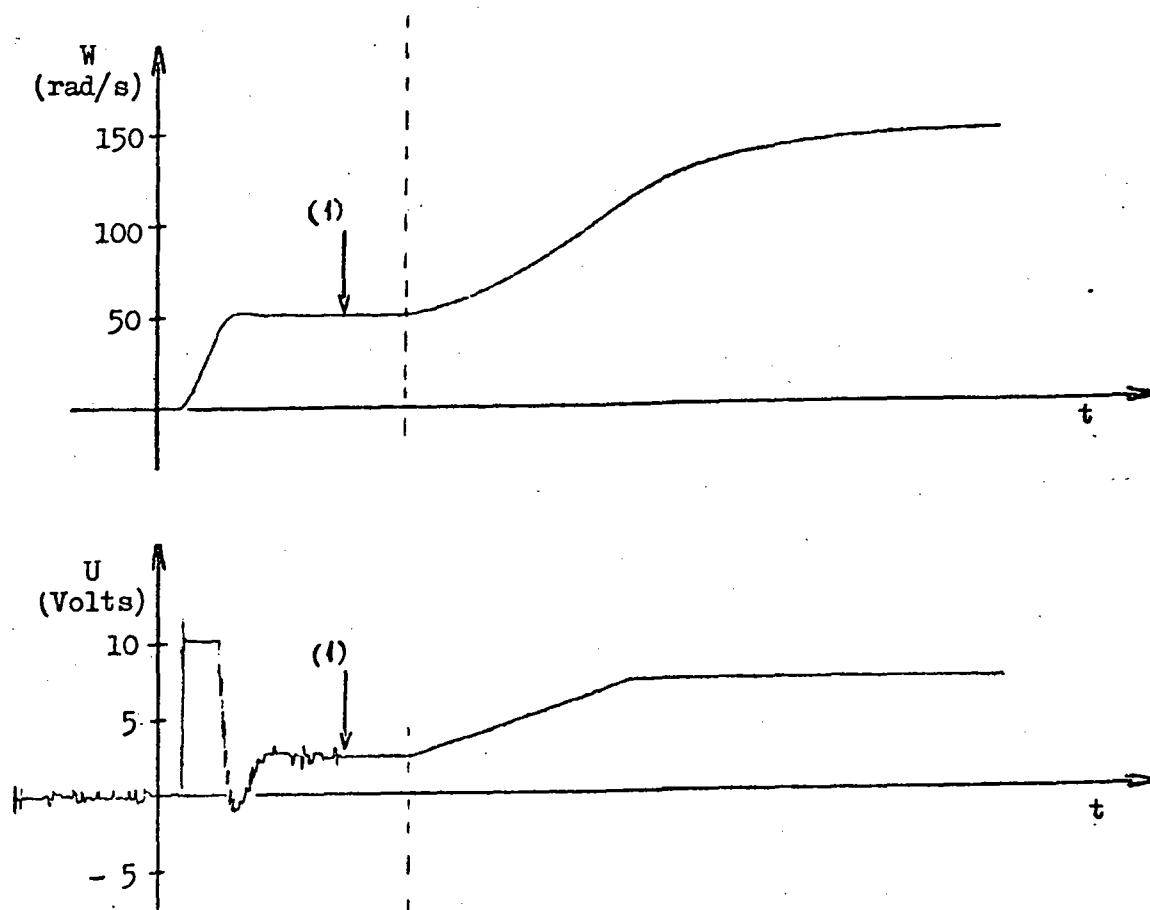


Figura 3.14-(a) saída do processo, (b) sinal de controle.

Na figura 3.15 mostra-se as variáveis do processo, $w(t)$ e $u(t)$, utilizando o controlador PID tipo PyIfeDfy. A equação da dinâmica do controlador é (equação 3.12) :

$$\begin{aligned}
 u(k) = & 0,474u(k-1) + 0,526u(k-2) + 1,159y(k) \\
 & - 26,606y(k) + 44,969y(k-1) - 19,522y(k-2)
 \end{aligned}
 \tag{3.26}$$

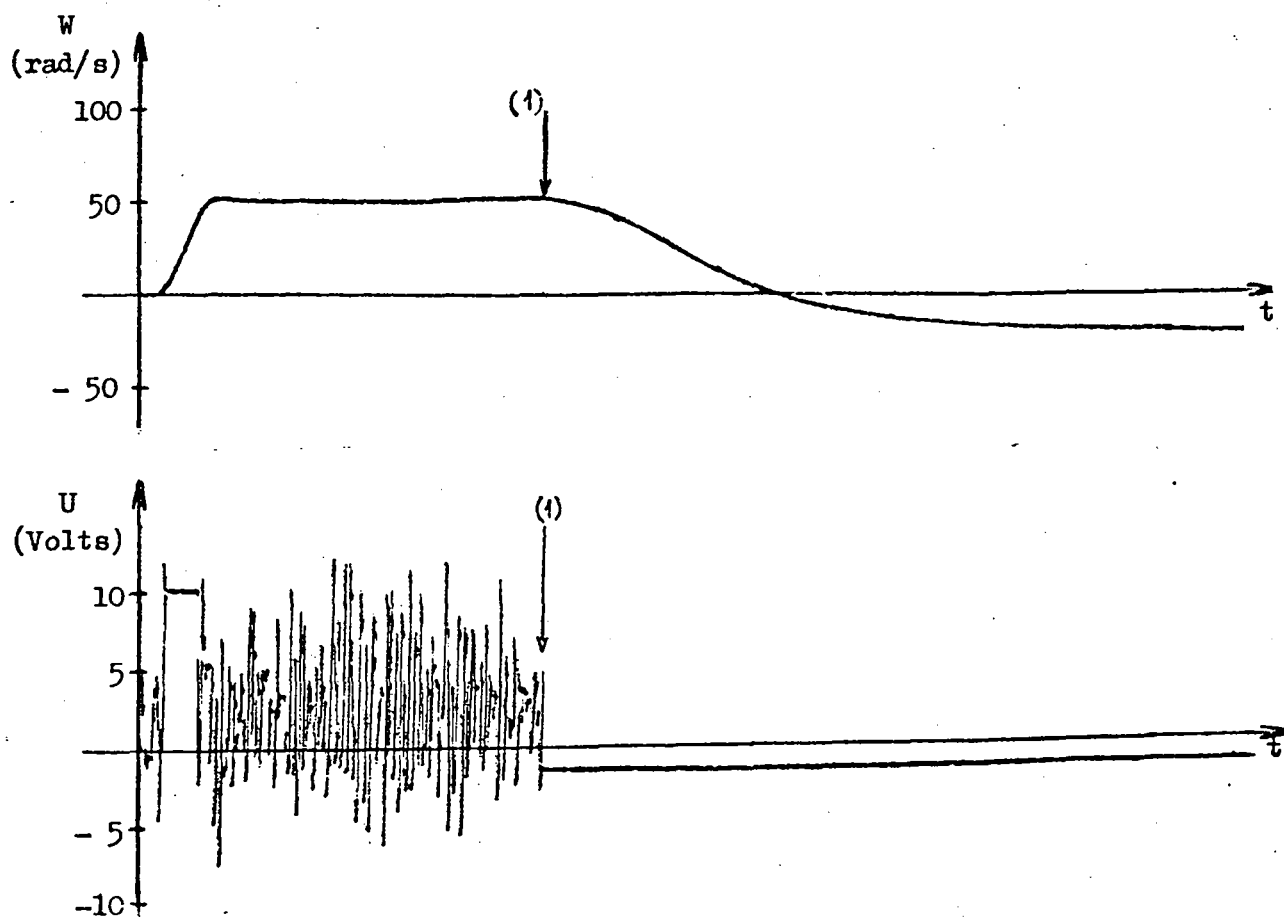


Fig. 3.15-(a) saída do processo, (b) sinal de controle.

Analogamente, no modo automático o sistema de controle é submetido a um degrau de referência de 50 rad/s, e a resposta é igual a anterior. No instante (1) indicado no gráfico da figura 3.15 o processo foi transferido para controle manual, e se observa que devido ao ruído no sinal de controle o último valor retido no instante do chaveamento não é compatível com o nível de saída. Assim a saída do processo evoluirá para um nível compatível com a entrada.

A elevada relação ruído-sinal presente no sinal de controle deve-se ao ruído gerado pelo erro de quantização e não linearidades do conversor analógico-digital, que neste caso fica

amplificado pelo maior valor numérico dos coeficientes da equação da dinâmica do controlador.

Na figura 3.16 mostra-se as variáveis do processo para o mesmo exemplo descrito anteriormente porém considerou-se a inclusão do filtro no sinal de controle. O sinal de excitação retido está perfeitamente compatível com o nível de saída do processo.

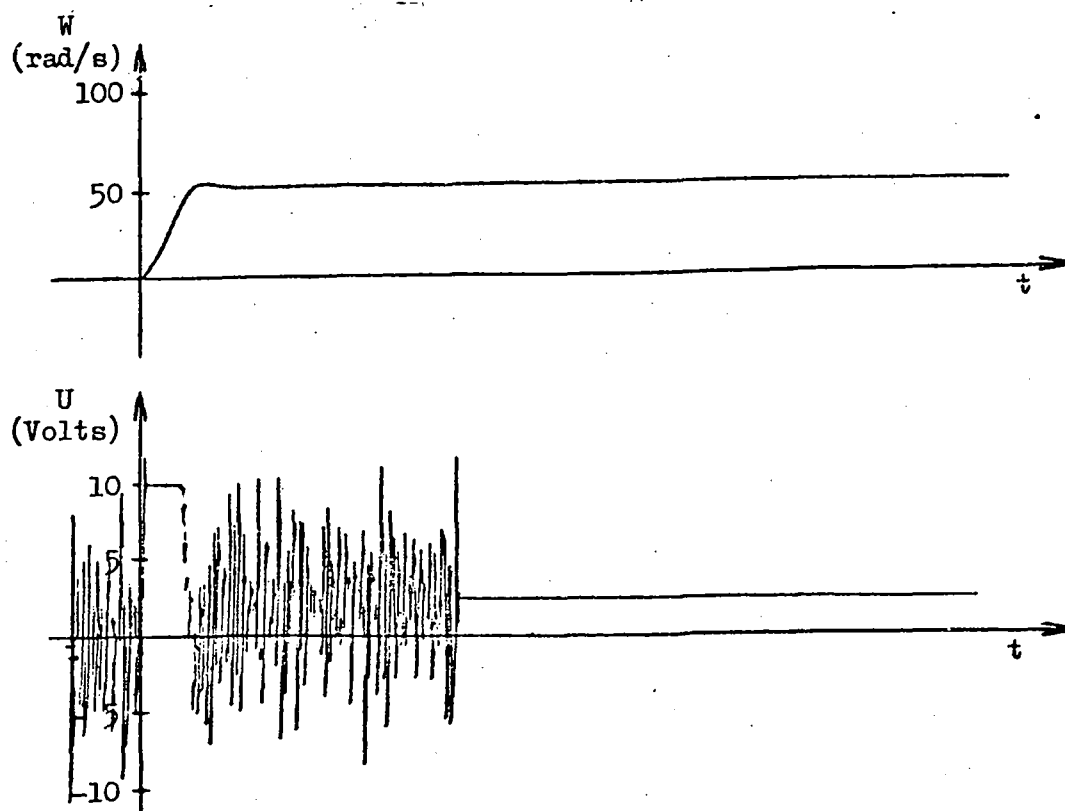


Fig. 3.16-(a) saída do processo, (b) sinal de controle.

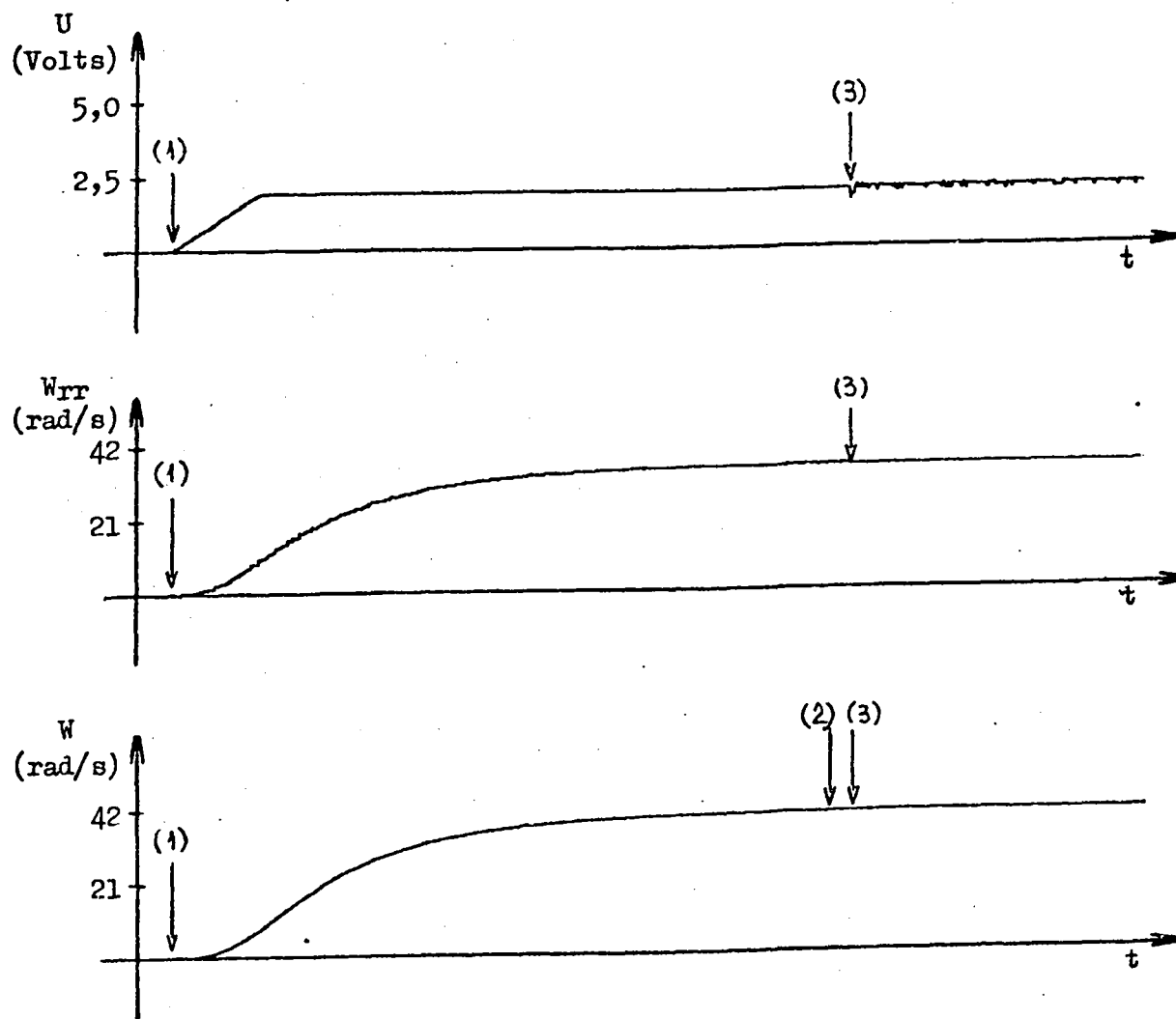
b) - Simulação para transferência manual-automático

Neste item serão realizadas simulações para transferência manual-automático, e é considerado o processo já no modo de operação manual visto que a transferência automático-manual foi mostrada no item anterior.

Considere o controlador PID tipo PIDe ajustado conforme

equação 3.25. Na figura 3.17 mostra-se as variáveis do processo $w(t)$, $wrr(t)$ e $u(t)$. No instante (1) indicado no gráfico da figura 3.17a o sinal de excitação começa a ser incrementado, e o faz até atingir um determinado valor qualquer mantendo-se constante. A saída do processo evolui naturalmente respondendo ao sinal de entrada até atingir o regime estacionário, instante (2) na figura 3.17c. Na figura 3.17b mostra-se a evolução da referência redefinida internamente ao computador, que ao final converge para a saída do processo. No instante (3) ocorre o chaveamento para o modo automático, e a transferência realiza-se suavemente sem qualquer desvio na saída do processo.

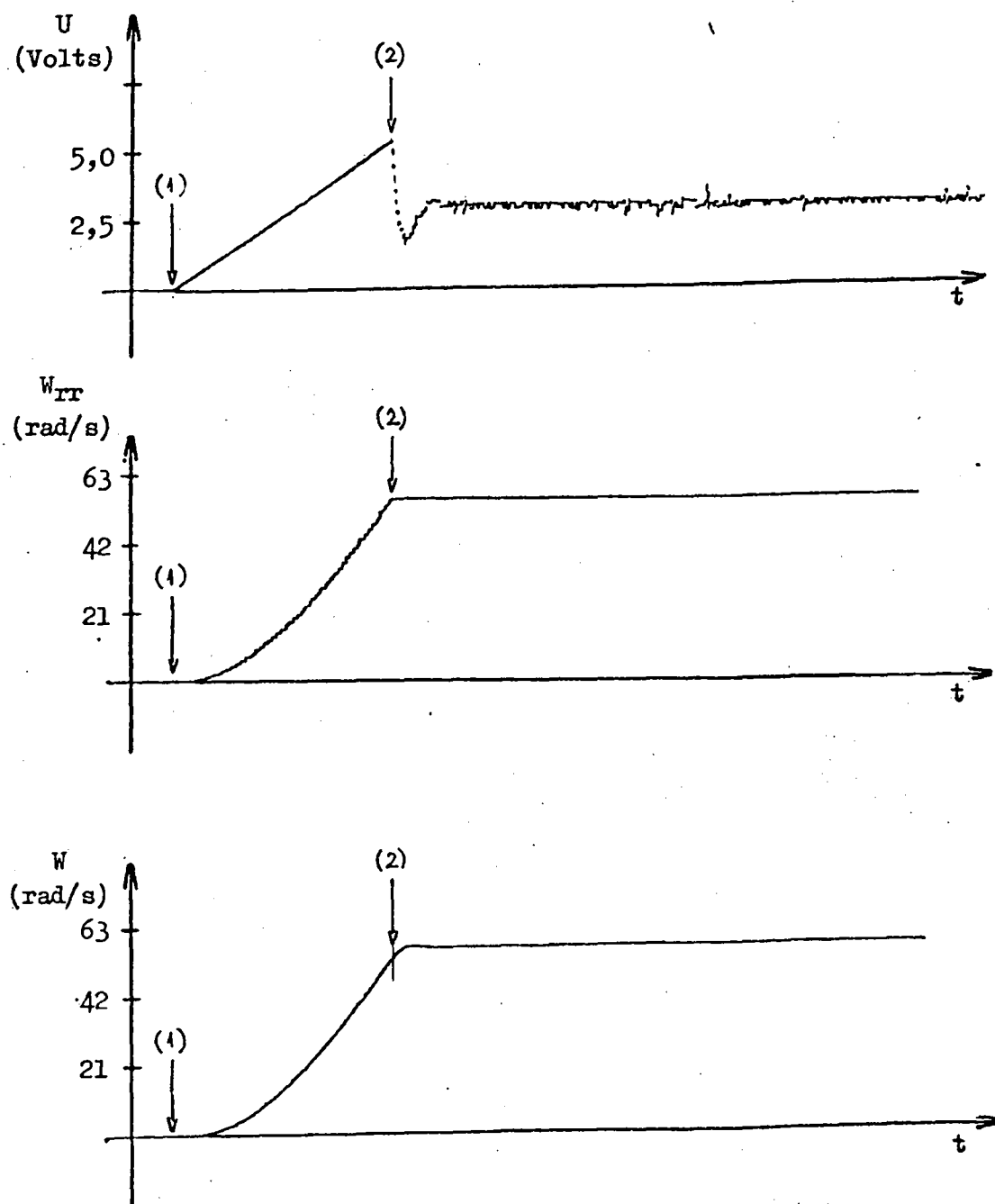
Na figura 3.18 mostra-se as variáveis do processo $w(t)$, $wrr(t)$ e $u(t)$ para as mesmas condições anteriores somente que o chaveamento para automático será realizado durante o transitório, ou seja o processo ainda não atingiu o estado estacionário. Na figura 3.18b mostra-se a redefinição da referência que segue adiantada da saída do processo, e no instante do chaveamento (2) a referência é assumida num valor superior e o processo evolui suavemente para aquela referência.



- (1) processo no modo manual.
 (2) processo atinge o regime permanente.
 (3) transferência manual-automático

Figura 3.17 - (a) sinal de controle

(b) referência do sistema de controle redefinida pelo computador
 (c) saída do processo.



- (1) processo no modo manual
 (2) transferência manual-automático

Figura 3.18 - (a) sinal de controle

(b) referência do sistema de controle redefinida pelo computador
 (c) saída do processo.

3.4 - CONCLUSÕES

Neste capítulo apresentou-se os dispositivos que acrescentados ao controlador PID discreto, permitem realizar a eliminação da sobrecarga da ação integral e a transferência suave entre modos de operação.

A estratégia para eliminação da sobrecarga da ação integral utilizada permite a correta desaturação da ação de controle e não requer nenhum ajuste adicional. O seu correto desempenho é independente das características do processo, porém condicionado a estabilidade dos zeros do polinômio $T(z^{-1})$ do controlador PID discreto, e em geral não limitante.

A estratégia para transferência suave manual-automático é capaz de redefinir a referência do sistema de controle, quando no modo manual, de modo a compatibilizar-se com a saída do processo. Resultados de experiências permitiram observar um bom desempenho mesmo para o chaveamento realizado durante o transitório do processo. A restrição de estabilidade dos zeros do controlador (polinômio $T(z^{-1})$), como no caso da estratégia para eliminação da sobrecarga da ação integral, não é limitante na prática. Adicionalmente, tal estratégia somente poderá ser utilizada se o processo for estável. Este fato não constitui um problema grave, pois processos instáveis dificilmente serão operados em malha aberta.

C A P Í T U L O 4

A PROPOSTA DE AJUSTE AUTOMÁTICO DO CONTROLADOR

-PID- DISCRETO E SIMULAÇÕES DIGITAIS

4.1 - INTRODUÇÃO

Nos capítulos precedentes foram apresentadas algumas estruturas de controladores PID assim como dispositivos auxiliares a serem utilizados nas aplicações industriais. A integração destes elementos com um hardware apropriado permitiria construir um controlador PID "simples" para uso industrial. Neste caso, os parâmetros do controlador deveriam ser ajustados pelo engenheiro de controle a partir da análise "off-line" da planta a ser automatizada. Entretanto, a diminuição dos custos de fabricação de microcomputadores, o aumento da capacidade de integração e a confiabilidade dos equipamentos produzidos, associados aos avanços na área de estimação recursiva de parâmetros, a partir de sequências de entradas e saídas do processo sob estudo, tem incentivado enormemente o desenvolvimento de estruturas de controle auto-ajustáveis. Nesses controladores os parâmetros e ou a estrutura do controlador são automaticamente adequados as mudanças do comportamento do sistema sob controle. Diversos esquemas de controle auto-ajustáveis tem sido estudados, embora as variações usualmente se dão na escolha do estimador ou na metodologia de ajuste do controlador, os quais foram discutidos brevemente no capítulo 1.

Neste capítulo serão apresentadas: a estratégia

proposta de auto-ajuste derivada de considerações feitas sobre a dinâmica do processo e o algoritmo de identificação utilizado na etapa de estimação. Finalmente, definir-se-á a metodologia de projeto do controlador PID a ser utilizada neste trabalho.

4.2 - A PROPOSTA DE AUTO-AJUSTE

Os controladores auto-ajustáveis mencionados no capítulo 1, que utilizam estimação recursiva e regras de projeto analíticas, unem diretamente as fases de identificação e controle. Este procedimento é a única opção viável para processos que mudam mais rapidamente e de modo imprevisível em função do tempo, e tem a vantagem de que certos sistemas não lineares podem ser linearizados em torno do ponto de operação. Entretanto, é possível ocorrer situações em que a identificação é deteriorada por perturbações naturais no processo, e a utilização desses dados para o ajuste do controlador não irá satisfazer as especificações do sistema de controle. Neste caso a validação dos resultados da identificação pelo operador é extremamente importante. O procedimento de auto-ajuste pode ser utilizado como um meio de ajustar o controlador PID usual, e após o ajuste o auto-ajustador é desativado temporariamente. O emprego do controlador auto-ajustável de modo intermitente, utilizando-se de um esquema iterativo homem-máquina baseado no julgamento do operador, no lugar de um esquema que continuamente faz o auto-ajuste, justifica-se pelo fato de que a grande maioria de sistemas dinâmicos encontrados em processos industriais são lentamente variantes no tempo [2]. Muitas malhas de controle podem ser ajustadas em seus valores ótimos e não requererem

reajustamento por longos períodos de tempo; todavia para malhas onde a dinâmica muda com o tempo, ou para malhas onde o nível de operação muda significativamente, o operador da planta pode reiniciar o auto-ajuste no momento em que desejar.

A proposta de auto-ajuste que será descrita é dirigida as classes de processos que se caracterizam em serem lentamente variantes no tempo, e conseqüentemente ajustes freqüentes do controlador não serão necessários. O auto-ajuste do controlador poderá ser realizado de duas maneiras: ou através da identificação em malha aberta, ou através da identificação em malha fechada. A identificação em malha aberta torna-se possível em conseqüência da inclusão do modo de controle manual e dos dispositivos que permitem realizar a transferência suave entre modos, e que foram descritos no capítulo 3. Entretanto deve-se levar em consideração que nem todos os processos admitem controle manual. Em muitos casos, por razões de segurança ou de produção, como em processos industriais, não se permite que o controlador seja removido durante a identificação do processo. Conseqüentemente, a identificação tem que ser realizada sobre os processos em malha fechada.

O procedimento para auto-ajuste é iniciado a pedido do operador, através de dispositivos físicos apropriados externos ao controlador, nas ocasiões em que o controlador PID é requerido adaptar-se a uma situação de variação dos parâmetros do processo, ou configuração da planta. Automaticamente é inicializado um procedimento para estabelecer condições iniciais apropriadas a etapa de estimação dos parâmetros do processo e ao bloco funcional responsável pela geração do sinal de teste. Este sinal de teste pode ser aplicado, ou na entrada do processo, ou na

referência da malha de controle, e suas características, como espectro de frequência e amplitude, são especificadas previamente durante a etapa de programação do controlador. Após as devidas inicializações, a cada período de amostragem a saída do processo é amostrada e utilizada junto com o sinal aplicado ao processo para estimar recursivamente os parâmetros do processo. O intervalo durante o qual a identificação se processa pode ser definido previamente durante a etapa de programação, ou pode ser deixado a critério do operador da planta (interrompida por chaves externas). Em ambos os casos o tempo mínimo para produzir razoável identificação será obtido em função das condições do processo. Ao término da identificação os parâmetros identificados são apresentados para validação, e se autorizado pelo operador o ajuste ótimo é obtido automaticamente. Caso contrário, o procedimento para identificação pode ser novamente reinicializado.

A proposta de auto-ajuste descrita resume-se nas seguintes etapas:

- 1)- Geração e aplicação do sinal de teste;
- 2)- Amostragem do sinal de entrada e saída do processo em resposta a perturbação proposital;
- 3)- Estimação recursiva dos parâmetros do modelo atribuído ao processo;
- 4)- Apresentação, para validação pelo operador, dos parâmetros identificados;
- 5)- Ajuste do controlador PID discreto,

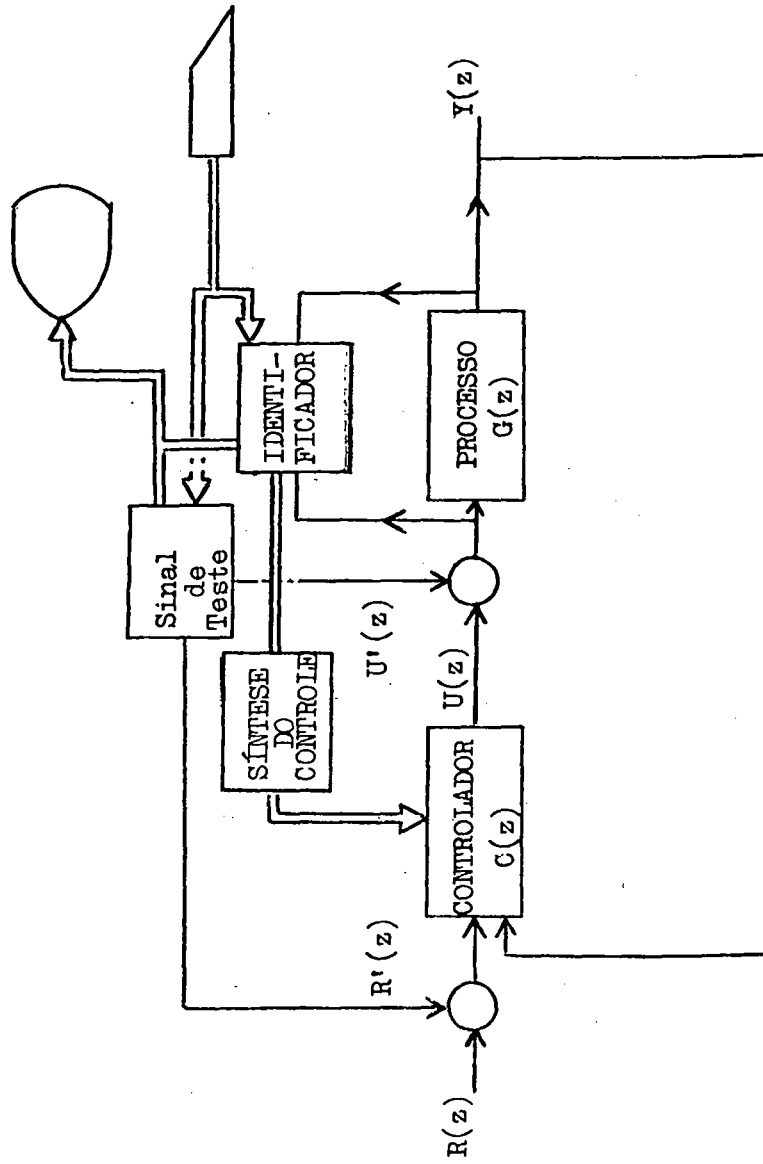


Figura 4.1 - Diagrama de blocos do controlador auto-ajustável.

utilizando-se os novos parâmetros, de acordo com a regra de projeto dada no item 2.7.

O diagrama de blocos do controlador auto-ajustável é mostrado na figura 4.1. As etapas (1), (2) e (3) são realizadas a cada período de amostragem durante todo o intervalo de tempo escolhido para a identificação. A etapa (5) será realizada uma única vez a cada identificação, desde que os parâmetros identificados sejam validados pelo operador.

Os parâmetros iniciais do controlador PID discreto, antes do fechamento da malha de controle e da partida da planta, podem ser ajustados de duas maneiras: eles podem, ou serem introduzidos diretamente pelo usuário durante a etapa de programação, com base em conhecimentos prévios da malha de controle, ou identificados em malha aberta, se possível, conforme etapas descritas anteriormente.

4.3 - ESTIMAÇÃO DOS PARÂMETROS DO MODELO DO PROCESSO

Em sistemas operando em malha fechada, diferentes abordagens ao se aplicar os métodos de identificação são possíveis, tais como: identificação direta, identificação indireta e identificação com a entrada e a saída unidas [22]. Dentro de cada uma destas abordagens, diferentes métodos para identificação de processos podem ser usados, tais como: análise espectral e correlação, vários métodos de identificação paramétrica, etc.. A fim de se garantir a identificabilidade do processo deve-se escolher adequadamente a abordagem e o método de identificação a serem utilizados juntos. A identificação direta,

usada com correlação ou análise espectral não garante identificabilidade, contudo, quando usada com métodos de identificação de predição do erro essa propriedade é satisfeita. A identificação com a entrada e saída juntas, pode ser usada num modo direto com métodos de predição do erro, ou com técnicas de correlação especialmente projetadas. Na identificação indireta nenhuma restrição é feita sobre o método de identificação. Entretanto esta abordagem requer que o controlador ou regulador seja conhecido e livre de ruído, e qualquer perturbação adicional, intencional ou natural, deve ser mensurável.

As abordagens de identificação direta e indireta são as únicas aplicáveis aos nossos propósitos. Considerando-se que o modelo será usado para o projeto de um controlador uma identificação paramétrica deverá ser utilizada. Neste caso, entre os métodos de identificação paramétrica aqueles que utilizam a predição do erro são em geral preferidos.

A comparação sob o aspecto da exatidão entre as abordagens de identificação direta e indireta conduz aos mesmos resultados quando utilizadas com métodos de identificação de predição do erro. Este fato, obtido sob condições experimentais aplicáveis a ambas abordagens e considerando uma selecionada medida da exatidão, é citado em [22]. Logo a abordagem de identificação indireta apresenta desvantagens sobre a identificação direta, uma vez que a identificação indireta envolve maior esforço computacional.

O procedimento para identificação em malha fechada proposto na seção anterior se enquadra na abordagem de identificação direta. Entretanto, resta definir qual será o método de estimação a ser utilizado de modo que a

identificabilidade do processo seja garantida.

Na identificação de sistemas dinâmicos, diversos são os métodos empíricos e analíticos encontrados para identificação da função de transferência de processos [4,5,6,30]. Métodos de identificação de predição do erro, a partir de sequências de entradas e saídas do processo, tal como série-paralelo de Landau [29], mínimos quadrados simples são rápidos e extremamente eficazes para processos onde não há a presença de ruídos. Para processos onde há a presença de ruído estocástico o algoritmo deve ser capaz de modelar também o sinal de ruído. O método paralelo-extendido de Landau, derivado das técnicas de M.R.A.S [29], estima recursivamente os parâmetros do modelo do processo e da perturbação, e será utilizado neste trabalho. A escolha é baseada na sua simplicidade e eficácia [28], e o fato de não necessitar qualquer conhecimento prévio dos parâmetros do processo.

4.3.1 - O IDENTIFICADOR PARALELO-EXTENDIDO DE LANDAU

Seja um sistema contínuo representado na forma discreta pela equação a diferenças finitas:

$$y(k) = \sum_{i=1}^n a_i y(k-i) + \sum_{j=0}^m b_j u(k-j) \quad (4.1)$$

onde: a_i, b_j são parâmetros desconhecidos do processo;
 $y(k)$ é a saída do processo no instante k ;
 $u(k)$ sinal de entrada do processo no instante k .

a) - Descrição do modelo ajustável

Seja o modelo ajustável representado pela equação a diferenças finitas:

$$\begin{aligned}\hat{y}(k) = & \sum_{i=1}^n \hat{a}_i(k) \hat{y}(k-i) + \sum_{j=0}^m \hat{b}_j(k) u(k-j) \\ & + \sum_{\ell=1}^n \hat{c}_\ell(k) er(k-\ell)\end{aligned}\quad (4.2)$$

onde: $\hat{a}_i(k)$, $\hat{b}_j(k)$ e $\hat{c}_\ell(k)$ são os parâmetros do modelo ajustável variantes no tempo;

$\hat{y}(k)$ é a saída do modelo ajustável no instante k ;

$er(k)$ é o erro de saída no instante (k) dado por:

$$er(k) = y(k) - \hat{y}(k) \quad (4.3)$$

Substituindo-se 4.1, 4.2 em 4.3 tem-se:

$$\begin{aligned}er(k) = & \sum_{i=1}^n a_i y(k-i) + \sum_{j=0}^m b_j u(k-j) \\ & - \sum_{i=1}^n \hat{a}_i(k) \hat{y}(k-i) - \sum_{j=0}^m \hat{b}_j(k) u(k-j) \\ & - \sum_{\ell=1}^n \hat{c}_\ell(k) er(k-\ell)\end{aligned}\quad (4.4)$$

Através de operações algébricas chega-se a:

$$\begin{aligned}er(k) = & -[\hat{a}_1(k) - a_1] \hat{y}(k-1) - \dots - [\hat{a}_n(k) - a_n] \hat{y}(k-n) \\ & - [\hat{b}_0(k) - b_0] u(k) - \dots - [\hat{b}_m(k) - b_m] u(k-m) \\ & - [\hat{c}_1(k) - a_1] er(k-1) - \dots - [\hat{c}_n(k) - a_n] er(k-n)\end{aligned}\quad (4.5)$$

estabelecendo-se:

$$P_e^T \triangleq [a_1 \dots a_n \ b_0 \dots b_m \ a_1 \dots a_n] \quad (4.5.1)$$

$$\hat{P}_e^T(k) \triangleq [\hat{a}_1(k) \dots \hat{a}_n(k) \ \hat{b}_0(k) \dots \hat{b}_m(k) \ \hat{c}_1(k) \dots \hat{c}_n(k)] \quad (4.5.2)$$

$$V_e^T(k) \triangleq [\hat{y}(k-1) \dots \hat{y}(k-n) \ u(k) \dots u(k-m) \ er(k-1) \dots er(k-n)] \quad (4.5.3)$$

Substituindo 4.5.1, 4.5.2 e 4.5.3 em 4.4 chega-se a equação dinâmica do erro:

$$er(k) = -V_e^T(k) [\hat{P}_e(k) - P_e] \quad (4.6)$$

A lei de adaptação paramétrica é dada por:

$$\hat{P}_e(k) = \hat{P}_e(k-1) + F(k)V_e(k)er(k) \quad (4.7)$$

e a sequência de matrizes $F(k)$ é dada por:

$$F(k+1) = F(k) - \frac{F(k)V_e(k)V_e^T(k)F(k)}{1 + V_e^T(k)F(k)V_e(k)} \quad (4.8)$$

com $F(0) > 0$.

b) - Explicitação de $er(k)$

Na equação 4.7 para achar $\hat{P}_e(k)$ é necessário conhecer $er(k)$, que é função de $\hat{P}_e(k)$ (equação 4.6), necessita-se então explicitar $er(k)$. Para tanto define-se $y_o(k)$ como "saída a priori":

$$\hat{y}_o(k) = V e^T(k) \hat{P} e(k-1) \quad (4.9)$$

Definindo o "erro a priori" como:

$$e_o(k) = y(k) - \hat{y}_o(k) \quad (4.10)$$

Através de operações algébricas chega-se a:

$$e_r(k) = \frac{e_o(k)}{1 + V e^T(k) F(k) V e(k)} \quad (4.11)$$

Na figura 4.2 mostra-se as equações do algoritmo paralelo-estendido na sequência em que são realizados os cálculos a cada período de amostragem. A prova deste algoritmo é dada em [29].

4.3.2 - O SINAL DE IDENTIFICAÇÃO

O sinal de teste é normalmente aceitável pelo pessoal supervisor da planta desde que o distúrbio introduzido na variável controlada seja pequeno.

Para processos onde não há a presença de ruídos é freqüentemente suficiente um simples pulso aplicado na entrada do processo, ou na referência do sistema de controle. Por outro lado a exatidão da estimação dos parâmetros do modelo atribuído ao processo é reduzida na presença de ruído. Neste caso uma identificação mais demorada com pulsos adicionais na entrada do processo, ou na referência, irá permitir melhorar a exatidão dos parâmetros estimados. Entretanto, uma escolha adequada do sinal de teste é extremamente importante para a estimação dos

parâmetros do modelo.

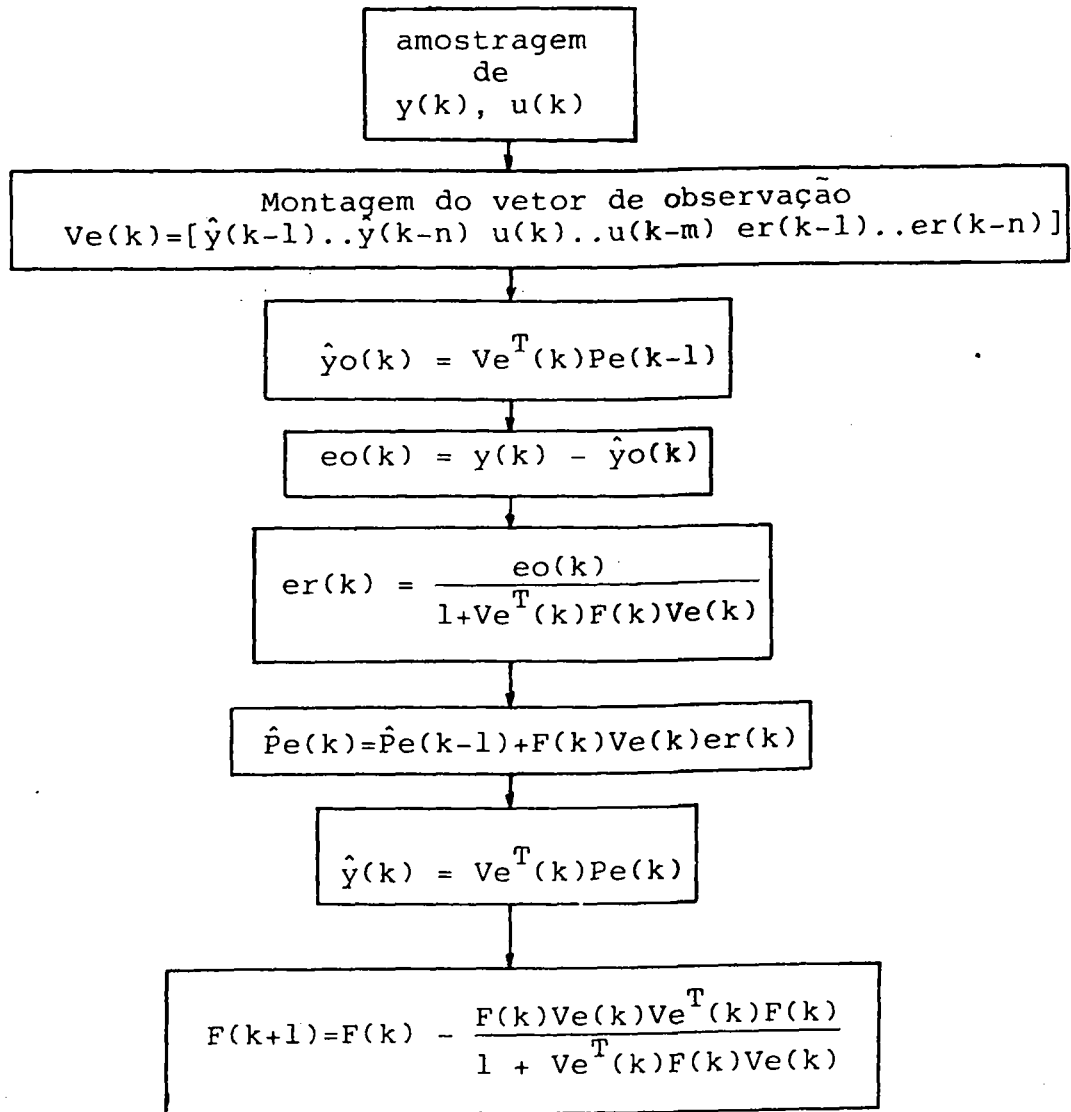


Figura 4.2 - Sequência de calculos a cada período de amostragem do algoritmo paralelo-extendido.

Um sinal de teste do tipo sequência binária nula de máximo comprimento (SBNMC) é em geral utilizada como sinal de identificação [36,37]. Este tipo de sinal é capaz de excitar continuamente o processo, e possui um espectro de frequência

bastante largo (ajustado pela ordem da seqüência binária). Para que os parâmetros do modelo ajustável convirjam satisfatoriamente para os parâmetros do processo é necessário ajustar o espectro de freqüência da seqüência binária. Este ajuste consiste em se escolher a ordem da seqüência binária com base nas constantes de tempo do processo, e que satisfaçam as seguintes condições:

- período de amostragem (T) igual a 0,1 vezes a menor constante de tempo do processo;
- período da seqüência binária (N) tal que:
 $NT > 5$ vezes a maior constante de tempo do processo.

onde: $N = 2^n - 1$ é o período da seqüência binária, e n é a ordem da seqüência binária.

Esta escolha permitirá que todos os modos do processo sejam excitados.

Uma vantagem adicional consiste em estabelecer a seqüência binária com níveis +1 e -1, em vez de +1 e 0. A esta seqüência denomina-se seqüência binária nula de máximo comprimento negativa. Este procedimento permite obter uma seqüência binária com média mais próxima possível de zero, e dada por:

$$V_{med} = \frac{2^{n-1} - 2^{n-1} + 1}{N} = \frac{1}{N} \quad (4.12)$$

Os níveis da seqüência binária são comumente multiplicados por um ganho para adequar a amplitude do sinal de

teste. Caso não houvesse restrição nas variações em amplitude do sinal de teste e da saída do processo, seria favorável ter grandes sinais. Frequentemente a limitação é colocada na variação da saída do processo onde, devido a razões de segurança ou de produção, a variação deve ser mantida abaixo de certos valores. Se estas variações forem permitidas em torno do ponto de operação, neste caso a sequência binária com média o mais próximo possível de zero seria extremamente vantajosa. Isto permitiria que uma sequência binária apropriada aproveitasse ao máximo esses limites de variação. Assim, naturalmente, o conteúdo de informações dos dados medidos aumentaria e a exatidão da estimação seria melhorada.

O sinal de teste aplicado na entrada do processo, na identificação em malha fechada, tem a desvantagem de ser mais rapidamente eliminado pelo controlador por ser "filtrado" pelo processo. Quando o sinal de teste é aplicado na referência deve-se levar em consideração a presença do controlador no percurso direto. Nas estruturas em que o controlador PID é projetado, ou ajustado, para rejeitar variações bruscas no sinal da referência, agindo como um filtro para frequências mais altas, os testes mostraram a necessidade de se adequar o espectro de frequência do sinal. Na identificação em malha aberta a única preocupação é que o sinal de teste contenha a faixa de frequências necessárias para identificar os parâmetros do processo.

4.4 - O MÉTODO DE PROJETO DO CONTROLADOR E AS ESTRUTURAS DO CONTROLADOR A SEREM UTILIZADAS

No capítulo 2 apresentou-se o modelo do processo, as diferentes estruturas do controlador PID discreto e o método de ajuste do controlador. O modelo do processo, ao qual se fez algumas considerações restritivas, pode, daqui por diante, ser parametrizado utilizando-se a abordagem e o método de identificação propostos.

Uma vez que o processo já tenha sido identificado pode-se efetivar o ajuste de qualquer das diferentes estruturas do controlador PID discreto. A seleção das estruturas a serem utilizadas, daqui por diante, será realizada em função das características da resposta transitória de malha fechada. As estruturas tipo PIDe, ajustada através do cancelamento dos zeros do controlador com os polos do processo estável, e a estrutura tipo PyIfedfy, ajustada diretamente por imposição de polos, permitem satisfazer rigorosamente as especificações transitórias do sistema de controle de malha fechada. A especificação transitória é feita em função das medições de desempenho apresentadas no capítulo 2. Um outro fator importante a considerar é que estas estruturas, ajustadas como descrito anteriormente, sempre garantem a estabilidade do polinômio $T(z^{-1})$ do controlador. Este fato permitirá sempre o correto desempenho do eliminador de sobrecarga da ação integral e da estratégia para transferência suave manual-automático.

4.5 - SIMULAÇÃO DIGITAL DO CONTROLADOR AUTO-AJUSTÁVEL

4.5.1 - Introdução

Neste item serão apresentadas simulações digitais de processos discretizados. O processo é identificado em malha aberta ou em malha fechada utilizando-se o procedimento descrito anteriormente. Uma vez que o processo já tenha sido identificado, seus novos parâmetros serão utilizados para o ajuste do controlador PID. As simulações tem por objetivo investigar o desempenho da proposta de auto-ajuste, quando ruídos estão presentes no sistema de controle, particularmente no processo. A simulação digital do procedimento de auto-ajuste sem a presença de ruídos perturbando o processo, conduz, invariavelmente, a resultados precisos na identificação e conseqüentemente às especificações para o sistema de controle. Isto se deve ao fato de que na identificação do processo, os coeficientes do modelo ajustável convergem exatamente para os valores dos coeficientes verdadeiros do processo. Por isso, será tratado diretamente o problema de ruído estocástico interferindo durante a identificação do processo, e para tal uma medida do nível de ruído será introduzida.

Os programas de simulação digital foram desenvolvidos em linguagem FORTRAN.

4.5.2 - O AUTO-AJUSTE NA PRESENÇA DE RUÍDO ESTOCÁSTICO

Na implementação de controladores de processos é mais realístico encontrar-se ruídos interferindo na planta ou processo, conseqüentemente este fato não irá permitir que se obtenha

resultados exatos na identificação. A fim de que este aspecto seja analisado, considere que a resposta observada do processo seja dada por (figura 4.3):

$$y(t) = y_l(t) + r(t) \quad (4.13)$$

onde: $r(t)$ é um ruído branco de distribuição normal e desvio padrão σ .

A variância do ruído pode ser alterada para que seja verificado os seus efeitos na identificação de processos. As fontes de geração de ruídos, em geral, incluem: ruídos de medição, ruídos característicos de processos, etc..

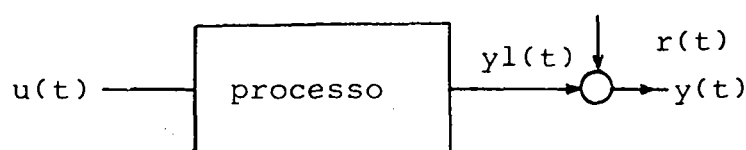


Figura 4.3 - Processo e ruído estocástico.

Como uma medida do nível de ruído na saída do processo, será adotada a seguinte expressão para a relação ruído-sinal [28]:

$$RRS (\%) = \sqrt{\frac{\sum_{i=0}^k r_i^2}{\sum_{i=0}^k y_i^2}} \cdot 100\% \quad (4.14)$$

Serão considerados dois exemplos.

a) - Estudo de caso nº 1

O processo contínuo de 2ª ordem a ser identificado e controlado é descrito pela função de transferência:

$$\frac{Y(S)}{U(S)} = \frac{20,0(1 + 0,25S)}{(1 + 4,0S)(1 + 2,0S)} \quad (4.15)$$

O processo discretizado é:

$$\frac{Y(z)}{U(z)} = \frac{0,1635z^{-1} - 0,0707z^{-2}}{1 - 1,8561z^{-1} + 0,8607z^{-2}} \quad (4.16)$$

O período de amostragem $T=200,0$ ms foi escolhido igual a $\frac{1}{10}$ da menor constante de tempo do processo, estando em conformidade com o teorema de Shannon.

a.1) - Identificação em malha aberta

O ajuste inicial do controlador, antes do fechamento da malha de controle ou partida da planta, será realizado através da identificação do processo em malha aberta. Para tal, uma seqüência binária de ordem 7 foi utilizada como sinal de excitação (sinal de teste). A ordem da seqüência binária foi escolhida de acordo com as condições descritas no item 4.3.2. O ganho inicial da matriz F do algoritmo paralelo-extendido foi escolhido igual a $F=100 \cdot I$, sendo I a matriz identidade. Valores iniciais menores para o ganho da matriz F permitem obter-se melhores resultados para a identificação [36], contudo um maior

número de iterações são necessárias.

Na tabela 4.1 mostra-se os valores dos parâmetros da função de transferência identificados para ruídos com variâncias crescentes. A amplitude da sequência binária foi a mesma para todas as simulações da tabela 4.1.

Tabela 4.1 - Resultados da identificação em malha aberta.

U(z)	variância	Ymx	RRS%	b_1	b_2	a_1	a_2
2,5	0,0001	-10,86	0,21	0,1637	-0,0711	-1,8562	0,8608
2,5	0,001	-10,84	0,66	0,1636	-0,0700	-1,8546	0,8592
2,5	0,01	-10,93	2,07	0,1632	-0,0700	-1,8550	0,8597
2,5	0,1	-11,28	6,60	0,1668	-0,0583	-1,8215	0,8257
2,5	1,0	-13,28	20,30	0,1718	-0,0165	-1,5115	0,5162
número de períodos simulados = 4000							
coeficientes obtidos da média dos últimos 200 períodos							

sendo: Ymx a amplitude máxima da saída em torno do ponto de operação

Como esperado, observa-se que o aumento da amplitude do sinal de ruído interferindo na medição da saída do processo, causa maior erro na identificação dos parâmetros.

Na etapa de síntese do controle, os parâmetros identificados e autorizados pelo engenheiro ou operador da planta são utilizados para definir os parâmetros de ajuste do controlador PID discreto, completando assim, o ciclo de auto-ajuste. O ajuste do controlador é realizado considerando as seguintes especificações de desempenho para o sistema de

controle.

$$\text{sobrelevação} = 25,0\% \quad \text{--->} \quad \xi = 0,4$$

$$\text{Te}(5\%) = 5,0 \text{ s} \quad \text{----->} \quad \omega_n = 1,5 \text{ rad/s}$$

em consequência o polinômio predominante é:

$$p_d(z^{-1}) = 1 - 1,7072z^{-1} + 0,7866z^{-2} \quad (4.17)$$

Escolheu-se para o ajuste do controlador os parâmetros identificados com ruído de variância igual a 0,1, uma vez que para ruídos com variâncias inferiores os valores identificados estão muito próximos aos valores verdadeiros do processo. Para ruídos com variâncias superiores a 0,1 a identificação foi bastante deteriorada.

Para a estrutura tipo PIDe, ajustada através do cancelamento dos zeros do controlador com os polos do processo estável, obtem-se a seguinte equação da dinâmica do controlador:

$$\begin{aligned} u(k) = & 1,829u(k-1) - 0,829u(k-2) + 0,732e(k) \\ & - 1,333e(k-1) + 0,604e(k-2) \end{aligned} \quad (4.18)$$

Na figura 4.4 mostra-se a saída do processo e o sinal de controle em resposta a um degrau de referência de 50 unidades de medida. Na mesma figura são mostradas, a saída do processo considerando o ajuste do controlador com os parâmetros verdadeiros do processo e a saída do processo considerando o controlador ajustado através dos parâmetros identificados.

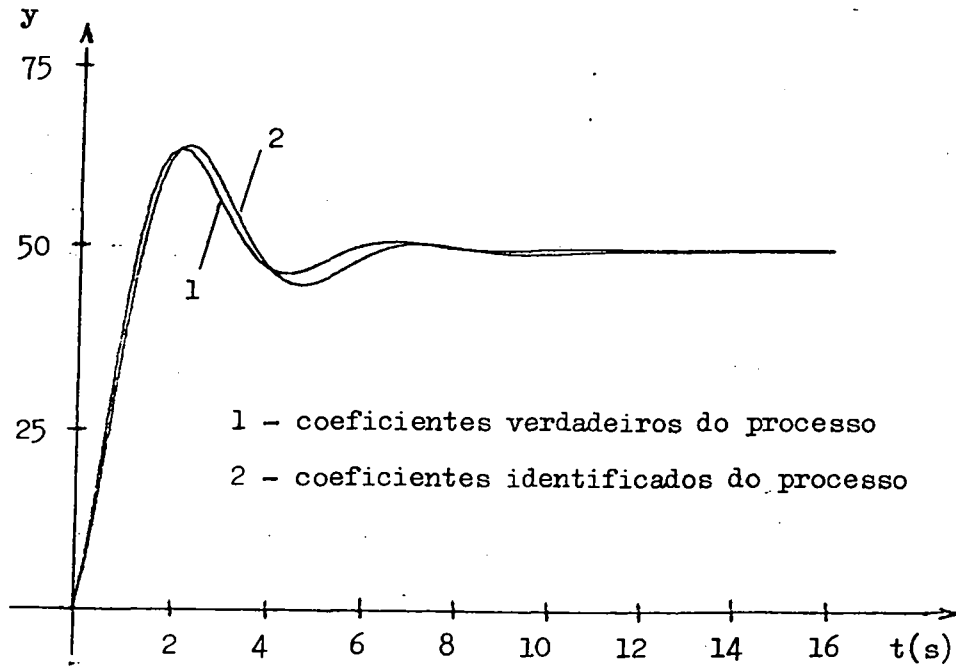


Figura 4.4a - Saída do processo.

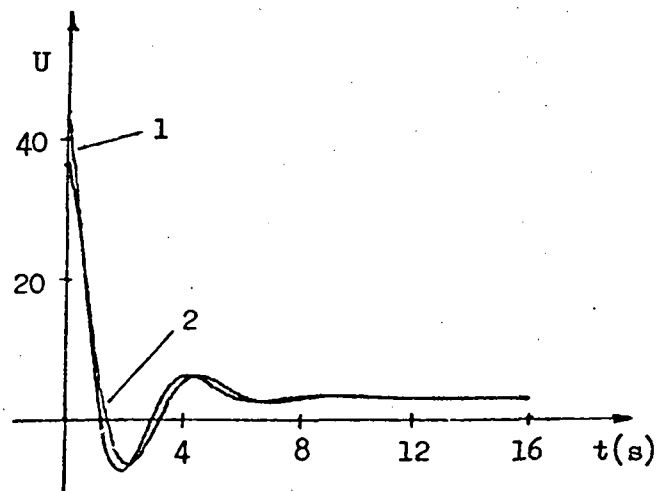


Figura 4.4b - Sinal de controle.

Para a estrutura tipo PyIfeDfy, ajustada diretamente por imposição de polos, obtem-se a seguinte equação da dinâmica do controlador:

$$\begin{aligned}
 u(k) = & 1,537u(k-1) - 0,537u(k-2) + 0,732y(k) \\
 & - 9,905y(k) + 16,791y(k-1) - 7,617y(k-2)
 \end{aligned}$$

(4.19)

Neste caso, o polinômio não predominante foi colocado na origem. Na figura 4.5 mostra-se a saída do processo e o sinal de controle para um degrau de referência de 50 unidades de medida. Na mesma figura são mostradas, a saída do processo considerando o ajuste do controlador com os parâmetros verdadeiros do processo e a saída do processo considerando o ajuste do controlador através dos parâmetros identificados do processo.

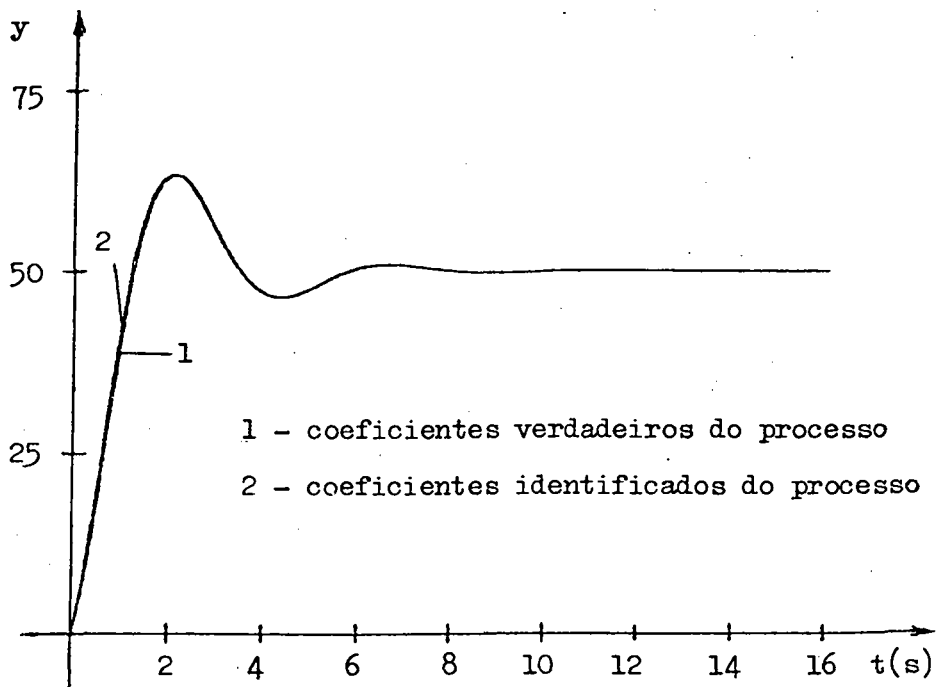


Figura 4.5a - saída do processo.

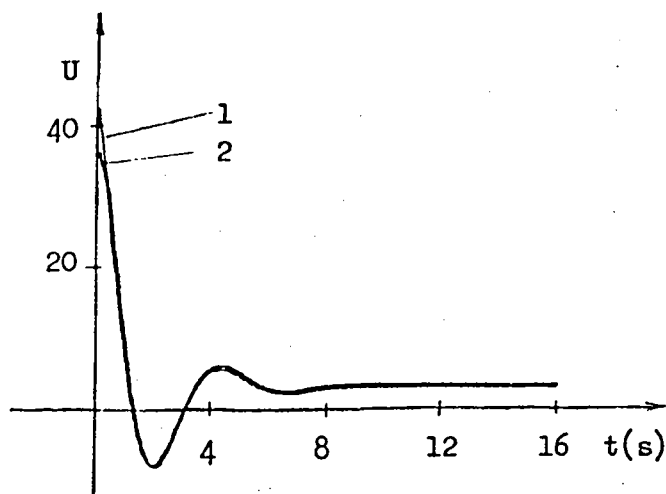


Figura 4.5b - sinal de controle.

Os resultados anteriores (figuras 4.4 e 4.5) permitem observar que a estrutura tipo PyIfeDfy é menos sensível as variações dos parâmetros.

O aumento da amplitude do sinal de excitação para identificação, aplicado à entrada do processo, permite diminuir a relação ruído-sinal. A tabela 4.2 contém os resultados da identificação para variâncias de 0,1 e 1,0, considerando o aumento da amplitude do sinal de teste para 5,0. Observa-se que o aumento da amplitude permitiu uma melhora na identificação dos parâmetros.

Tabela 4.2 - Resultados da identificação em malha aberta.

U(z)	variância	Ymx	RRS%	b_1	b_2	a_1	a_2
5,0	0,1	-21,61	3,34	0,1666	-0,0690	-1,8495	0,8539
5,0	1,0	-21,90	10,27	0,1674	-0,0645	-1,8414	0,8455
número de períodos simulados = 4000							
coeficientes obtidos da média dos últimos 200 períodos							

Na tabela 4.3 estão os resultados para as mesmas variâncias 0,1 e 1,0, no entanto a amplitude do sinal de teste foi aumentada para 10,0. Entretanto, o aumento no sinal de excitação causa um aumento na amplitude das variações da saída em torno do ponto de operação, que em muitos casos não será permitido.

Tabela 4.3-Resultados da identificação em malha aberta.

U(z)	variância	Ymx	RRS%	b_1	b_2	a_1	a_2
10,0	0,1	-43,57	1,66	0,1646	-0,0754	-1,8617	0,8663
10,0	1,0	-43,16	5,21	0,1648	-0,0720	-1,8573	0,8614
número de períodos simulados = 4000							
coeficientes obtidos da média dos últimos 200 períodos							

a.2) - Identificação em malha fechada

Uma vez que o controlador foi ajustado e a malha de controle fechada, ajustes futuros do controlador, através de uma nova identificação do processo, poderão ser realizados em malha fechada. Isto se faz necessário quando houver alterações na dinâmica do processo e o sistema de controle de malha fechada deixa de responder conforme especificado. Com o objetivo de estudar a identificação em malha fechada, será considerado a identificação do processo sem alteração de seus parâmetros. Serão apresentados resultados das simulações com sinal de teste aplicado separadamente na referência e na entrada do processo.

Inicialmente a identificação em malha fechada será realizada com o sinal de teste aplicado na referência do sistema de controle.

O controlador é ajustado de acordo com a equação 4.19. A tabela 4.4 contém os parâmetros identificados do processo para ruídos com variâncias crescentes. Um sinal de teste tipo seqüência binária de ordem 7 foi aplicado na referência. A amplitude da seqüência binária foi a mesma para todas as simulações da tabela 4.4.

Tabela 4.7 - Resultados da identificação em malha fechada - sinal de teste aplicado na entrada do processo.

U(z)	variância	Ymx	RRS%	b ₁	b ₂	a ₁	a ₂
5,0	0,0001	-7,54	0,31	0,1636	-0,0706	-1,8557	0,8603
5,0	0,001	-7,60	1,00	0,1636	-0,0697	-1,8531	0,8573
5,0	0,01	-7,74	3,20	0,1642	-0,0721	-1,8572	0,8621
5,0	0,1	-8,09	10,00	0,1694	-0,0735	-1,8538	0,8538
5,0	1,0	11,03	29,95	0,1655	-0,0551	-1,7971	0,7928
número de períodos simulados = 4000							
coeficientes obtidos da média dos últimos 200 períodos							

Tabela 4.8 - Resultados da identificação em malha fechada - sinal de teste aplicado na entrada do processo.

U(z)	variância	Ymx	RRS%	b ₁	b ₂	a ₁	a ₂
7,35	0,0001	-11,26	0,20	0,1635	-0,0709	-1,8564	0,8611
7,35	0,001	-11,34	0,63	0,1639	-0,0706	-1,8554	0,8600
7,35	0,01	-11,48	2,0	0,1635	-0,0729	-1,8606	0,8659
7,35	0,1	-12,15	6,32	0,1652	-0,0700	-1,8540	0,8578
7,35	1,0	-13,83	19,31	0,1595	-0,0798	-1,8722	0,8803
número de períodos simulados = 4000							
coeficientes obtidos da média dos últimos 200 períodos							

Na tabela 4.8 os resultados foram obtidos com as relações ruído-sinal aproximadamente iguais aquelas da tabela 4.5 .
 Observa-se que nas mesmas condições, isto é, aproximadamente a

mesma relação ruído-sinal, as identificações em malha fechada com sinal de teste na referência ou com sinal de teste na entrada do processo, produzem resultados aproximadamente iguais.

Nas tabelas 4.1, 4.5 e 4.8, tem-se a mesma relação ruído-sinal para as correspondentes variâncias, entretanto, a identificação em malha fechada foi ligeiramente superior a identificação em malha aberta.

b) - Estudo de caso nº 2

O processo contínuo de 2ª ordem a ser controlado é descrito pela função de transferência (apêndice A):

$$\frac{Y(S)}{U(S)} = \frac{21,027}{(1 + 0,260S)(1 + 0,039S)} \quad (4.20)$$

O processo discretizado é:

$$\frac{Y(z)}{U(z)} = \frac{0,0244z^{-1} + 0,0233z^{-2}}{1 - 1,8617z^{-1} + 0,864z^{-2}} \quad (4.21)$$

b.1) - Identificação em malha aberta

As simulações obedeceram a mesma seqüência considerada no estudo de caso nº 1. O ajuste inicial do controlador é realizado através da identificação em malha aberta. Uma seqüência binária de ordem 9 é utilizada como sinal de excitação. O ganho inicial da matriz F do algoritmo paralelo-extendido foi escolhido igual a $F=100 \cdot I$, pelas mesmas considerações citadas anteriormente.

Na tabela 4.9 mostra-se os valores dos parâmetros da função de transferência identificados para ruídos com variâncias

crescentes. A amplitude da sequência binária é a mesma para todas as simulações da tabela 4.9

Tabela 4.9 - Resultados da identificação em malha aberta.

U(z)	variância	Ymx	RRS%	b ₁	b ₂	a ₁	a ₂
2,5	0,0001	-11,82	0,24	0,0244	0,0233	-1,8606	0,8628
2,5	0,001	-11,83	0,75	0,0248	0,0229	-1,8611	0,8634
2,5	0,01	-11,95	2,37	0,0250	0,0228	-1,8578	0,8600
2,5	0,1	-12,00	7,33	0,0216	0,0302	-1,8436	0,8461
2,5	1,0	-13,98	23,32	0,0514	0,0098	-1,4571	0,4608
número de períodos simulados = 4000							
coeficientes obtidos da média dos últimos 200 períodos							

Utilizando-se os seguintes resultados da identificação (tabela 4.9):

$$b_1 = 0,0216 \quad b_2 = 0,0302 \quad a_1 = -1,8436 \quad a_2 = 0,8461$$

e especificando:

$$\text{sobrelevação} = 25\% \quad \text{--->} \quad \omega_n = 25 \text{ rad/s}$$

$$T_e(5\%) = 0,3 \text{ s} \quad \text{----->} \quad \xi = 0,4$$

chega-se:

$$P_d(z^{-1}) = 1 - 1,890z^{-1} + 0,905z^{-2} \quad (4.22)$$

Para a estrutura tipo PIDE, ajuste através do cancelamento dos zeros do controlador com os polos do processo estável, chega-se a seguinte equação da dinâmica do controlador:

$$u(k) = 1,896u(k-1) - 0,896u(k-2) + 0,286e(k) - 0,527e(k-1) + 0,242e(k-2) \quad (4.23)$$

Na figura 4.6 mostra-se a saída do processo e o sinal

de controle em resposta a um degrau na referência de 20,0 rad/s. Considerou-se o ajuste do controlador através dos parâmetros verdadeiros do processo e o ajuste do controlador através dos parâmetros identificados do processo.

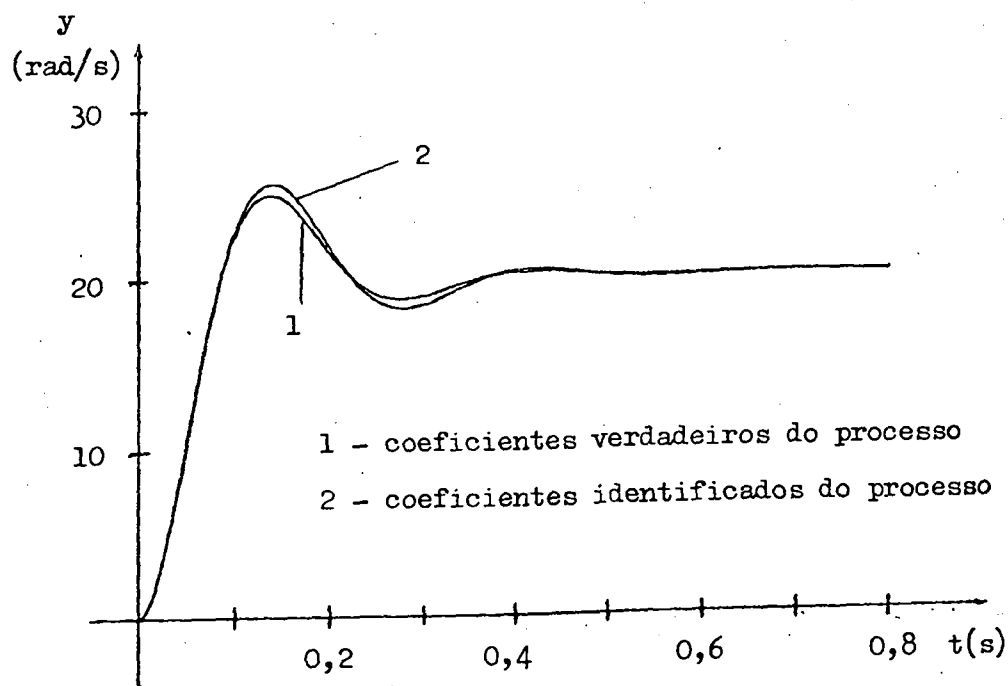


Figura 4.6a - Saída do processo.

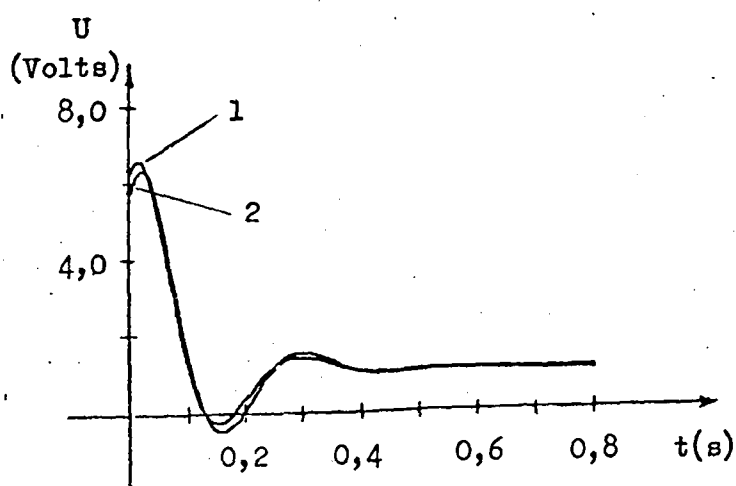


Figura 4.6b - Sinal de controle.

Para a estrutura tipo $PyIfeDfy$, considerando o polinômio não predominante colocado na origem, chega-se a seguinte equação da dinâmica do controlador:

$$u(k) = 0,435u(k-1) + 0,564u(k-2) + 0,286y(k) - 18,00y(k) + 33,50y(k-1) - 15,79y(k-2) \quad (4.24)$$

Na figura 4.7 mostra-se a saída do processo e o sinal de controle em resposta a um degrau na referência de 20,0 rad/s. Considerou-se o ajuste do controlador com os parâmetros verdadeiros do processo e o ajuste do controlador através dos parâmetros identificados do processo.

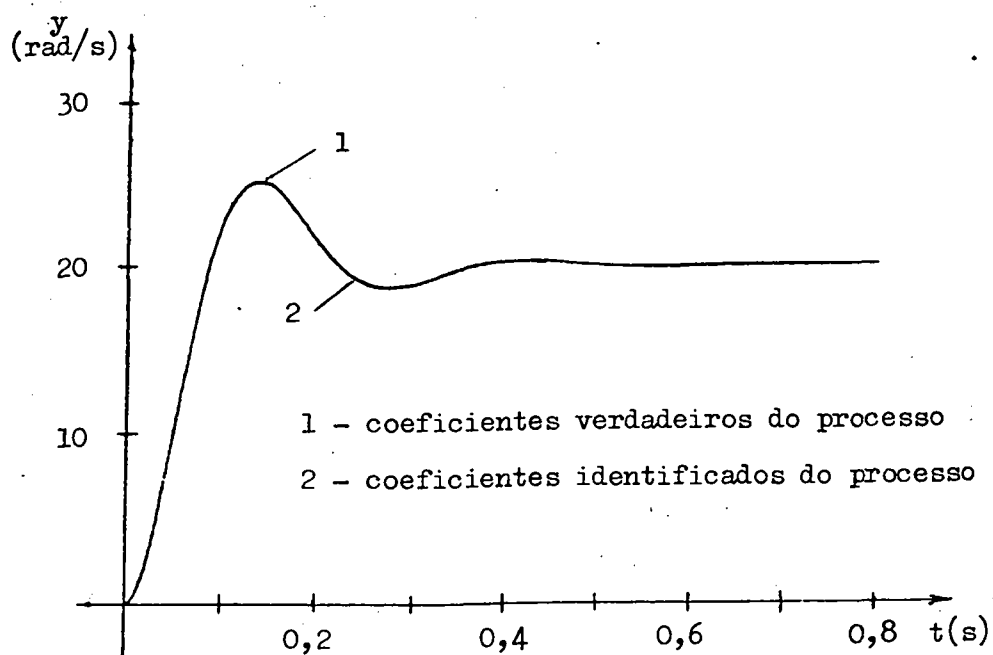


Figura 4.7a - Saída do processo.

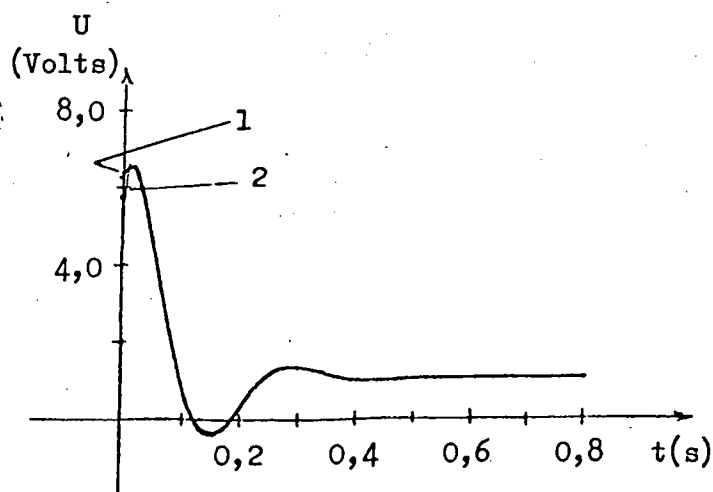


Figura 4.7b - Sinal de controle.

A tabela 4.10 contém resultados da identificação com ruídos de variâncias 0,1 e 1,0 considerando-se um aumento da amplitude do sinal de teste.

Tabela 4.10 - resultados da identificação em malha aberta.

U(z)	variância	Ymx	RRS%	b_1	b_2	a_1	a_2
10,0	0,1	-47,31	1,87	0,0249	0,0217	-1,8649	0,8672
10,0	1,0	-49,88	5,91	0,0228	0,0274	-1,8453	0,8477
número de períodos simulados = 4000. coeficientes obtidos da média dos últimos 200 períodos.							

Uma comparação entre as tabelas 4.9 e 4.10, para as respectivas variâncias, permite-se concluir mais uma vez a melhoria da identificação com o aumento da amplitude do sinal de teste.

b.2) - Identificação em malha fechada

A fim de se analisar mais uma vez a opção de identificação em malha fechada, extremamente útil na identificação de processos não estáveis, serão realizadas simulações com o sinal de teste na referência ou na entrada do processo.

Nas tabelas 4.11 e 4.12 estão os resultados da identificação do processo com o sinal de teste aplicado na referência do sistema de controle.

Tabela 4.11 - Resultados da identificação em malha fechada - sinal de teste aplicado na referência.

Yr(z)	variância	Ymx	RRS%	b ₁	b ₂	a ₁	a ₂
2,5	0,0001	-2,20	1,40	0,0244	0,0240	-1,8574	0,8595
2,5	0,001	-2,25	4,42	0,0253	0,0202	-1,8705	0,8730
2,5	0,01	-2,36	13,74	0,0295	0,0084	-1,8935	0,8963
2,5	0,1	-2,94	40,12	0,0397	0,0552	-1,1239	0,1273
2,5	1,0	-5,09	80,16	0,0674	0,1119	-0,3446	-,6270
número de períodos simulados = 4000							
coeficientes obtidos da média dos últimos 200 períodos							

Tabela 4.12 - Resultados da identificação em malha fechada - sinal de teste aplicado na referência.

Yr(z)	variância	Ymx	RRS%	b ₁	b ₂	a ₁	a ₂
10,0	0,0001	-8,75	0,35	0,0244	0,0231	-1,8625	0,8648
10,0	0,001	-8,77	1,13	0,0244	0,0236	-1,8606	0,8628
10,0	0,01	-8,86	3,47	0,0250	0,0219	-1,8628	0,8650
10,0	0,1	-9,33	11,00	0,0270	0,0244	-1,8393	0,8395
10,0	1,0	-12,03	32,35	0,0468	0,0487	-1,2539	0,2534
número de períodos simulados = 4000							
coeficientes obtidos da média dos últimos 200 períodos							

Nas tabelas 4.13 e 4.14 estão os resultados da identificação do processo com o sinal de teste aplicado na entrada do processo.

Tabela 4.13.- Resultados da identificação em malha fechada - sinal de teste aplicado na entrada do processo.

U(z)	variância	Ymx	RRS%	b ₁	b ₂	a ₁	a ₂
1,25	0,0001	-2,68	0,98	0,0247	0,0228	-1,8617	0,8641
1,25	0,001	-2,75	3,16	0,0242	0,0212	-1,8696	0,8724
1,25	0,01	-2,91	10,00	0,0220	0,0179	-1,8863	0,8905
1,25	0,1	-3,50	30,00	0,0271	-0,0024	-1,9108	0,9160
1,25	1,0	-5,40	69,10	0,0571	0,0917	-0,6077	-,3672
número de períodos simulados = 4000							
coeficientes obtidos da média dos últimos 200 períodos							

Tabela 4.14 - Resultados da identificação em malha fechada - sinal de teste aplicado na entrada do processo.

U(z)	variância	Ymx	RRS%	b ₁	b ₂	a ₁	a ₂
5,0	0,0001	-10,68	0,25	0,0244	0,0231	-1,8624	0,8648
5,0	0,001	-10,69	0,78	0,0246	0,0238	-1,8592	0,8612
5,0	0,01	-10,79	2,46	0,0245	0,0246	-1,8569	0,8588
5,0	0,1	-11,30	7,97	0,0277	0,0241	-1,8461	0,8469
5,0	1,0	-12,66	23,78	0,0287	0,0292	-1,7571	0,7558
número de períodos simulados = 4000							
coeficientes obtidos da média dos últimos 200 períodos.							

Estes resultados permitem concluir definitivamente que a qualidade da identificação está estritamente relacionada com o nível do sinal de ruído. Caso ruídos não estivessem presentes no

sistema de controle a amplitude do sinal de teste poderia ser bastante diminuída, permitindo pequenas variações da variável controlada em torno do ponto de operação. Nas simulações realizadas, a identificação em malha fechada com sinais de teste na referência do sistema de controle ou na entrada do processo produziram resultados tão bons ou mesmo superiores aqueles em malha aberta. Esta comparação é feita considerando-se a mesma relação ruído-sinal.

4.6 - SÍNTESE DA PROPOSTA DE AJUSTE AUTOMÁTICO DO CONTROLADOR

-PID- DIGITAL

A proposta de ajuste automático resume-se nas seguintes etapas:

- 1) - Definição prévia para programação do controlador :
 - Especificações transitórias desejadas, $T_e(5\%)$ e sobrelevação;
 - Local para aplicação do sinal de teste na malha de controle, podendo ser na referência do sistema de controle ou na entrada do processo;
 - Escolha da ordem da seqüência binária e sua amplitude;
 - Estrutura do controlador -PID- e metodologia de ajuste:
 - Estrutura tipo PIDe e ajuste através do cancelamento dos zeros do controlador com os polos estáveis do processo;
 - Estrutura tipo PyIfedfy e ajuste por

imposição de polos a equação característica de 4ª ordem.

- Identificação em malha aberta (MA) ou em malha fechada (MF).

Se a identificação for realizada em MA, deve-se fazer a seleção para o modo manual. Neste caso, está implícito a aplicação do sinal de teste na entrada do processo.

- 2 - A identificação do processo é iniciada a pedido do operador por meio de chaves existentes no frontal do controlador, e a identificação se processará enquanto a chave permanecer acionada. As condições iniciais apropriadas e relativas ao algoritmo de identificação (método paralelo-extendido de Landau a ganho decrescente) são automaticamente realizadas pelo computador.

A cada período de amostragem os seguintes passos são executados:

- a) - Geração e aplicação do sinal de teste;
- b) - Amostragem do sinal de entrada e saída do processo em resposta a perturbação proposital;
- c) - Estimação recursiva dos parâmetros do modelo atribuído ao processo.

- 3 - Ajuste do controlador -PID- discreto utilizando-se os novos parâmetros identificados, uma vez que os mesmos tenham sido validados pelo operador, caso contrário uma nova identificação poderá ser

iniciada a pedido do operador.

4.7 - CONCLUSÕES

Neste capítulo apresentou-se um procedimento de auto-ajuste baseado no julgamento do operador ou engenheiro da planta. Os resultados obtidos das simulações digitais considerando-se a presença de ruído na saída do processo, permitiram observar-se que a identificação é bastante deteriorada quando a relação ruído-sinal ultrapassa determinados valores. As simulações em malha aberta e malha fechada (sinal de teste na referência do sistema de controle ou na entrada do processo) permitiram concluir que a identificação fornece bons resultados em qualquer caso, uma vez que se considere as mesmas condições, tal como a mesma relação ruído-sinal. A diminuição da relação ruído-sinal, as custas de um aumento na amplitude da saída do processo em torno do ponto de operação, permite melhorar a identificação, entretanto precauções devem ser tomadas a fim de que a saída do processo não excursione demasiadamente além do ponto de operação. Resultados da eficiência do algoritmo paralelo-estendido são obtidos em [28] e [36]. Este método de identificação é equivalente ao método de identificação dos mínimos quadrados recursivos.

C A P Í T U L O 5

IMPLEMENTAÇÃO DO CONTROLADOR -PID- DIGITAL COM AJUSTE AUTOMÁTICO NUM MINICOMPUTADOR

5.1 - INTRODUÇÃO

Neste capítulo será considerado a integração dos diversos dispositivos básicos auxiliares exigidos por um controlador PID para aplicações industriais, descritos nos capítulos 2 e 3, juntamente com o procedimento para identificação do processo estudado no capítulo 4. A integração desses elementos permitirá que se construa um controlador PID auto-ajustável com capacidade de eliminação da sobrecarga da ação integral e transferência suave entre modos. O desempenho do controlador auto-ajustável será analisado através de simulações híbridas.

5.2 - O CONTROLADOR AUTO-AJUSTÁVEL IMPLEMENTADO

O controlador PID auto-ajustável foi implementado em computador digital (PDP 11/40). Este minicomputador possui um sistema periférico de laboratório, com entradas analógicas, conversores analógico-digital, conversores digital-analógico, relógio de tempo real e mostradores digitais. Estes elementos permitem a realização de controle digital de processos em tempo real. O processo a controlar é simulado no computador analógico, passível de mudanças nas suas características dinâmicas, a fim de que o reajustamento do controlador seja justificável e o procedimento de auto-ajuste possa ser investigado.

O acesso as funções tais como: controle manual, identificação, autorização para ajuste do controlador, etc., são feitas através de chaves externas, equivalentes a aquelas apresentadas na figura 2.9. A figura 5.1 é um esboço do frontal do controlador digital implementado, no qual estão indicadas as funções para operação e elementos de visualização.

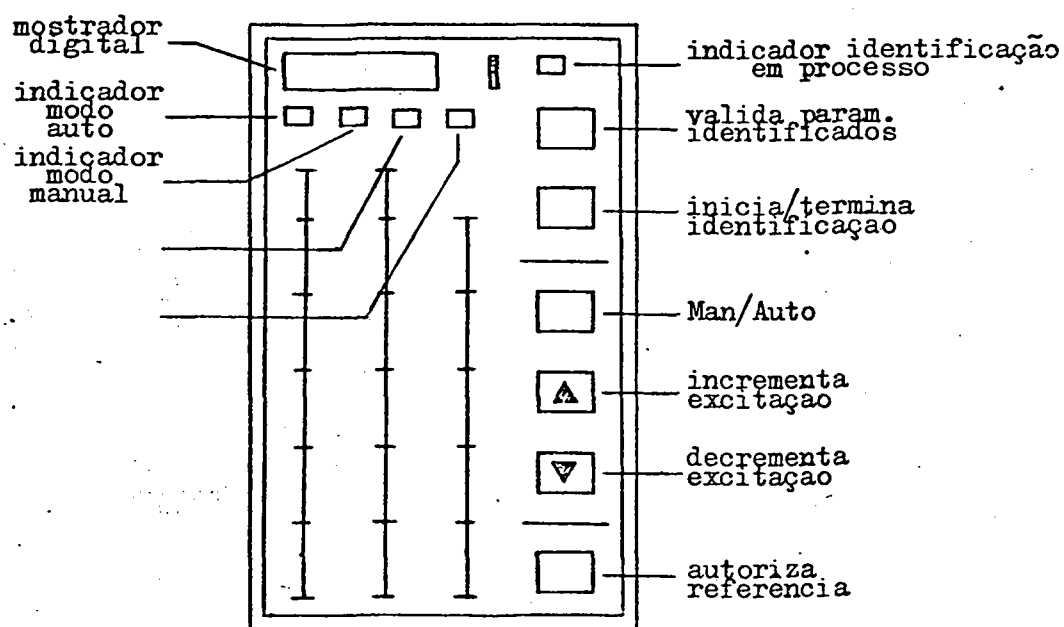


Figura 5.1 - Esboço do frontal do controlador implementado.

Algumas características desejáveis ao controlador como: taxa de incremento ou decremento da excitação, variável para aplicação do sinal de teste para identificação em malha fechada, período de amostragem, tipo do sinal de teste, etc., são definidas na etapa de programação (ou configuração) do controlador.

Os programas de simulação foram desenvolvidos em linguagem FORTRAN e algumas rotinas em MACRO-ASSEMBLER. Na

figura 5.2 mostra-se o diagrama de blocos da estrutura hierárquica do software desenvolvido. A seguir são descritas resumidamente as funções realizadas por cada um dos módulos:

Módulo TAMOS - módulo para entrada de dados relativos ao período de amostragem.

Módulo PKW - faz a programação do relógio de tempo real.

Módulo EDADFT - entrada dos coeficientes da função de transferência amostrada do processo (equação 2.6), quando essa for de conhecimento prévio do operador.

Módulo ECOEF - permite a entrada dos coeficientes da equação da dinâmica do controlador (equação 2.49).

Módulo CAD - realiza a conversão analógica digital da saída do processo e da referência externa ao computador do sistema de controle.

Módulo PID - realiza o controlador PID para qualquer das estruturas: PIDE, PeIeDfy, PyIeDfy e PyIfeDfy. Na própria rotina do algoritmo de controle está incorporada a estratégia de eliminação da sobrecarga da ação integral.

Módulo CDA - realiza a conversão digital-analógica do sinal de controle.

Módulo FILTRO- Faz o cálculo do valor médio do sinal de controle. A média pode ser escolhida de 0 --> 20 valores passados do sinal de controle efetivamente aplicado ao processo.

Módulo MANUAL - esse módulo permite incrementar, decrementar, ou manter constante o sinal de excitação quando no modo de operação manual.

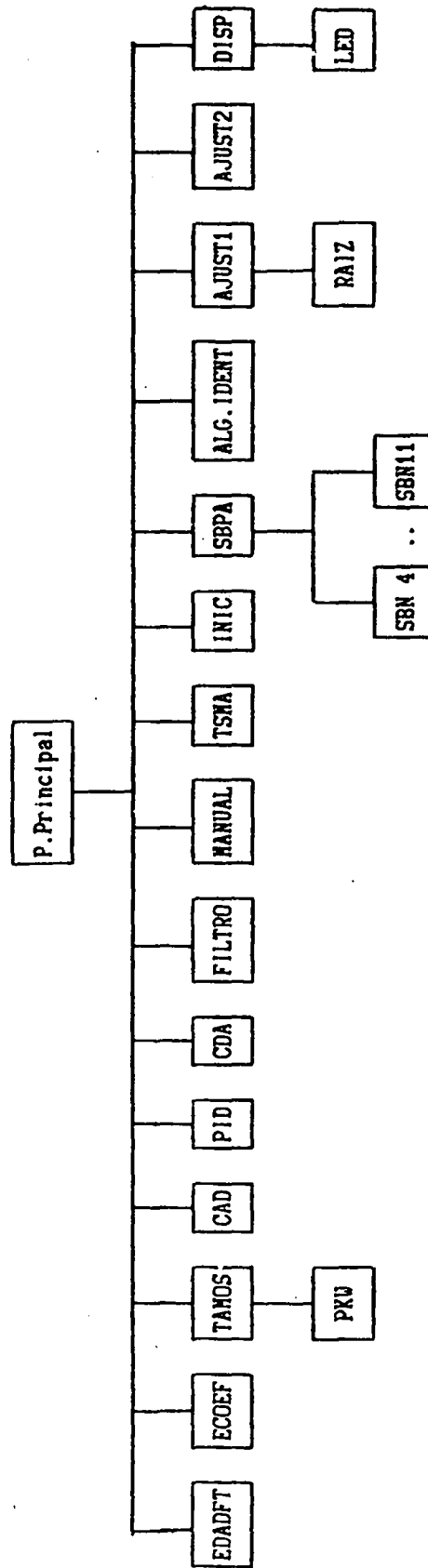


Figura 5.2 - Diagrama de Blocos da estrutura hierárquica do software desenvolvido.

Módulo TSMA - Transferência suave manual-automático - Quando no modo de operação manual, este módulo redefine a referência interna ao computador, conforme procedimento descrito no item 3.3.5, a fim de garantir transferência suave no instante de chaveamento de manual para automático.

Módulo INIC - Este módulo faz a inicialização dos vetores, matrizes e variáveis auxiliares do método de identificação paralelo-extendido a ganho constante ou decrescente de Landau.

Módulo SBPA - Sequência binária de período ajustável - Gera a sequência binária nula de máximo comprimento negativa, cuja ordem pode ser selecionada desde 4 até 11. O período da sequência binária pode ser escolhido com valores múltiplos do período de amostragem.

Módulo ALG. IDENT - realiza o algoritmo de identificação paralelo-extendido a ganho constante ou decrescente de Landau.

Módulos de ajuste do controlador:

Módulo AJUST1 - faz o ajuste do controlador PID através do cancelamento dos zeros do controlador com os polos do processo estável. Os cálculos são realizados conforme descritos no item 2.6.2.a .

Módulo AJUST2 - Faz o ajuste do controlador PID através de imposição de polos a equação característica de 4ª ordem. O polinômio não predominante de 2ª ordem é colocado na origem ou próximo a ela. Os cálculos são realizados conforme descritos no item 2.6.2.b .

Em ambos os métodos de ajuste, o polinômio

predominante de 2ª ordem é especificado conforme medidas de desempenho dadas no item 2.6.1 .

Módulo DISP - módulo para determinar os dígitos dos coeficientes resultantes da identificação, na seqüência b_1 , b_2 , a_1 e a_2 .

Módulo LED - exibe os dígitos no mostrador digital.

Módulo RAIZ - determina os polos do processo e verifica se são estáveis.

Na tabela 5.1 são dados os tempos aproximados máximos de execução de cada módulo, obtidos da implementação no minicomputador PDP 11/40. Estes valores foram conseguidos através de medições diretas com o uso de osciloscópio e do sistema periférico de laboratório do PDP 11/40.

Tabela 5.1 - Tempos de execução de
cada módulo

Módulo	tempo de execução (ms)
PID	1,4
MANUAL	0,5
TSMA	1,4
SBPA	0,25
FILTRO	1,0
INIC	6,2
ALG. IDENT	16,0
AJUST1	3,5
AJUST2	3,5

O maior tempo de execução é de aproximadamente 18 ms, considerando-se somente o tempo dos módulos principais. As

tomadas de decisões e algumas eventuais operações aritméticas não foram consideradas. Este tempo de execução ocorre para o controlador PID no modo automático e realizando a identificação do processo. Os módulos considerados foram: CAD, SBPA, PID, CDA e o módulo do algoritmo de identificação.

As funções foram o tanto quanto possível distribuídas em períodos de amostragem subseqüentes, a fim de que o tempo máximo de execução do software pudesse ser reduzido.

5.3 - DESCRIÇÃO DO PROCESSO A SIMULAR E RESULTADOS DA SIMULAÇÃO HÍBRIDA

5.3.1 - O PROCESSO A CONTROLAR

O processo a ser controlado é simulado no computador analógico. O processo escolhido é aquele dado no apêndice A , cuja função de transferência, aqui reproduzida, é:

$$G(S) = \frac{21,03}{(0,260S + 1)(0,0394S + 1)} \quad (5.1)$$

ao qual denominar-se-á processo Pl.

Na figura 5.3 mostra-se a saída do processo em malha aberta, considerando-se um degrau de 10 Volts aplicado à entrada do processo.

Um segundo processo, cuja função de transferência é:

$$G(S) = \frac{21,03}{(0,559S + 1)(0,036S + 1)} \quad (5.2)$$

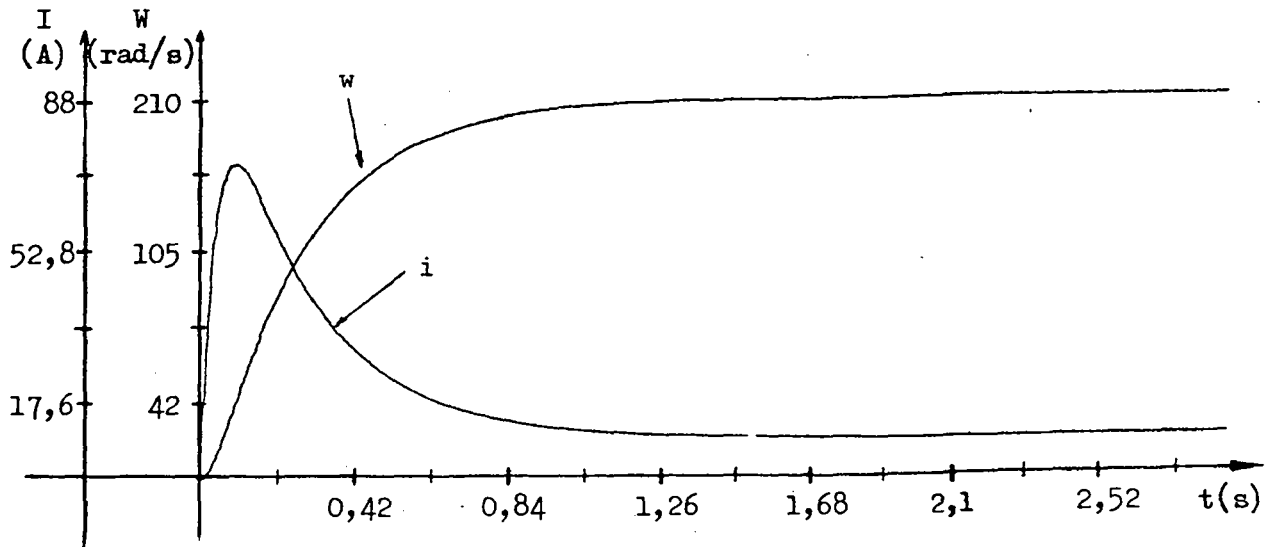


Figura 5.3 - Saídas do processo P1.

Corrente (i) e velocidade angular (w) em resposta a um degrau na entrada do processo.

ao qual denominar-se-á processo P2, será considerado. Esse processo representa, ainda, o servomotor de corrente contínua, no entanto, ele simula um aumento no momento de inércia (J) no eixo do motor.

Na figura 5.4 mostra-se a saída do processo P2 em malha aberta em resposta a um degrau de 10 Volts.

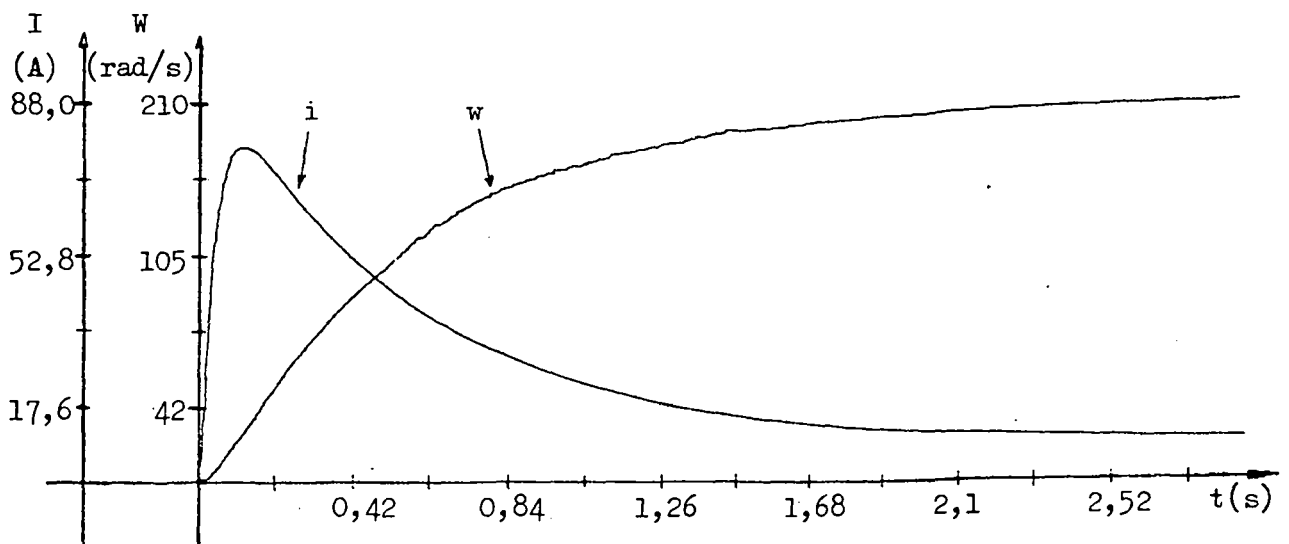


Figura 5.4 - Saídas do processo P2.

Corrente (i) e velocidade angular (w) em resposta a um degrau na entrada do processo.

5.3.2 - ESPECIFICAÇÕES DE CONTROLE

Quer-se projetar um controlador PID para o processo P1 ou P2, com as seguintes especificações transitórias para o sistema de malha fechada:

$$\begin{aligned} \text{Sobrelevação} &= 10\% \quad \text{---->} \quad \xi = 0,6 \\ \text{Te}(5\%) &= 0,3 \text{ s} \quad \text{----->} \quad \omega_n = 16,67 \text{ rad/s} \end{aligned} \quad (5.3)$$

O polinômio predominante resultante, de acordo com as equações 2.53, 2.54 e 2.55 é:

$$P_d(z^{-1}) = 1 - 1,8982z^{-1} + 0,9048z^{-2} \quad (5.4)$$

5.3.3 - IDENTIFICAÇÃO EM MALHA ABERTA

Com o processo inicialmente representado por P1, antes do fechamento da malha de controle será realizada a identificação em malha aberta do sistema utilizando uma excitação tipo seqüência binária de ordem 4, com período múltiplo (5 vezes) do período de amostragem. A utilização desta ordem de seqüência binária deve-se a obtenção de resultados semelhantes ou até melhores que aqueles para uma seqüência binária de ordem 9, comparar os resultados a seguir com os resultados das tabelas 4.11 e 4.12. Na simulação híbrida a fonte principal de ruídos interferindo no processo é aquela devido ao erro de quantização e não linearidades dos conversores analógico-digital. Isto vem de encontro ao diagrama de blocos do processo e ruído proposto na figura 4.3 .

Na figura 5.5 mostra-se o sinal de teste aplicado a

entrada do processo e o correspondente sinal de saída.

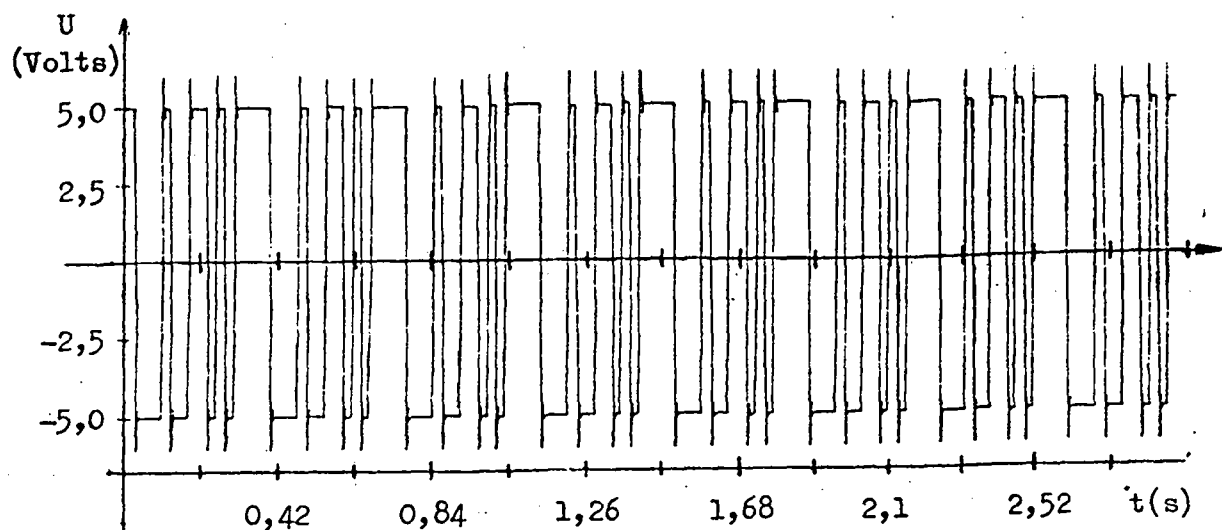


Figura 5.5a - Sinal de teste.

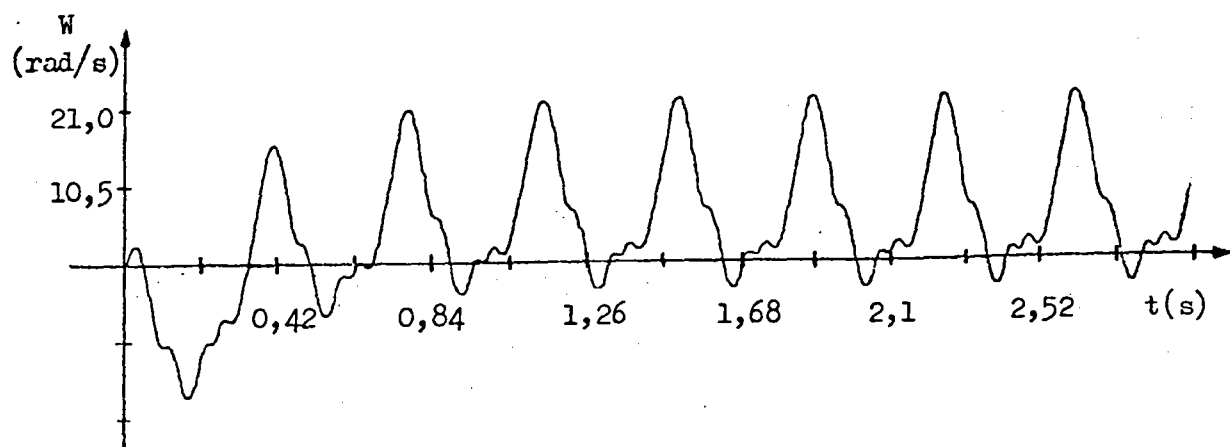


Figura 5.5b - Saída do processo.

Os valores obtidos para os coeficientes da função de transferência amostrada, como resultados da identificação, foram:

$$b_1=0,0224 \quad b_2=0,0254 \quad a_1=-1,8603 \quad a_2=0,8627 \quad (5.5)$$

Estes valores são exibidos nos mostradores digitais para validação. Considerando-se que os resultados obtidos para os coeficientes da função de transferência amostrada na identificação estão bastante próximos daqueles verdadeiros do processo (ver apêndice A, equação a.8), os resultados podem ser

validados. Os seguintes erros absolutos aproximados foram obtidos para cada um dos coeficientes:

$$\begin{array}{ll} b_1 = -0,0020 & b_2 = 0,0022 \\ a_1 = -0,0015 & a_2 = -0,0013 \end{array} \quad (5.6)$$

Os seguintes erros relativos foram obtidos para os coeficientes:

$$\begin{array}{ll} b_1 = -8,38\% & b_2 = 9,27\% \\ a_1 = -0,079\% & a_2 = -0,15\% \end{array} \quad (5.7)$$

Os maiores erros relativos foram obtidos para os coeficientes do numerador da função de transferência amostrada. Observa-se que os erros absolutos são da mesma ordem de grandeza. O maior erro relativo obtido para os coeficientes do numerador da função de transferência amostrada, decorre do fato de serem muito menores quando comparados aos coeficientes do denominador.

a) - Ajuste do controlador

O controlador foi ajustado considerando-se as especificações dadas em 5.3 e o projeto por cancelamento dos zeros do controlador com os polos do processo estável. A equação da dinâmica do controlador resultante é:

$$\begin{aligned} u(k) = & 1,9013u(k-1) - 0,9013u(k-2) + 0,1423e(k) \\ & - 0,2647e(k-1) + 0,1227e(k-2) \end{aligned} \quad (5.8)$$

Na figura 5.6 mostra-se a saída do processo e o sinal de controle (sem saturação) em resposta a um degrau de referência de 42,0 rad/s. Observa-se que o sinal de saída do processo possui as especificações transitórias conforme estipuladas em 5.3

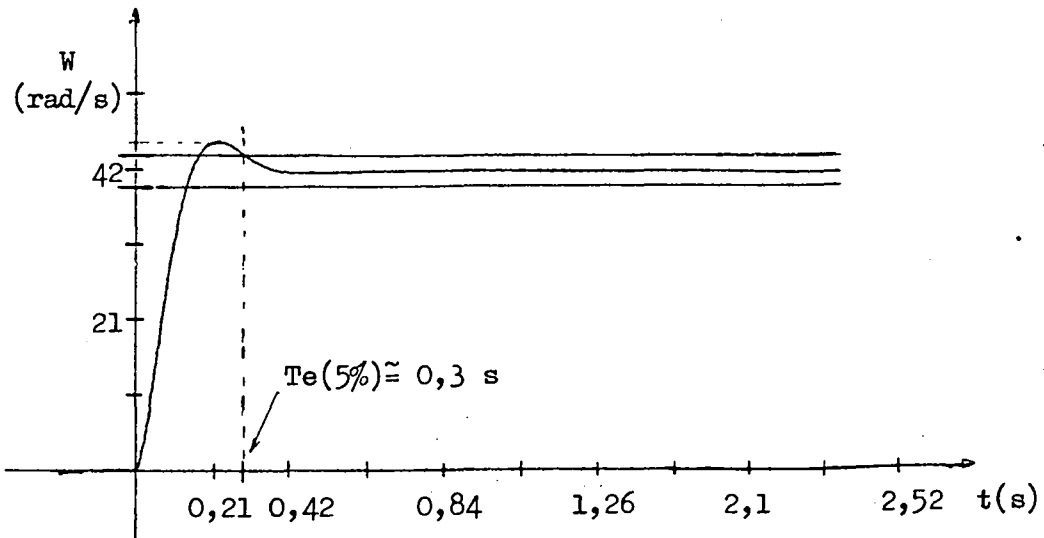


Figura 5.6a - Sinal de saída do processo.

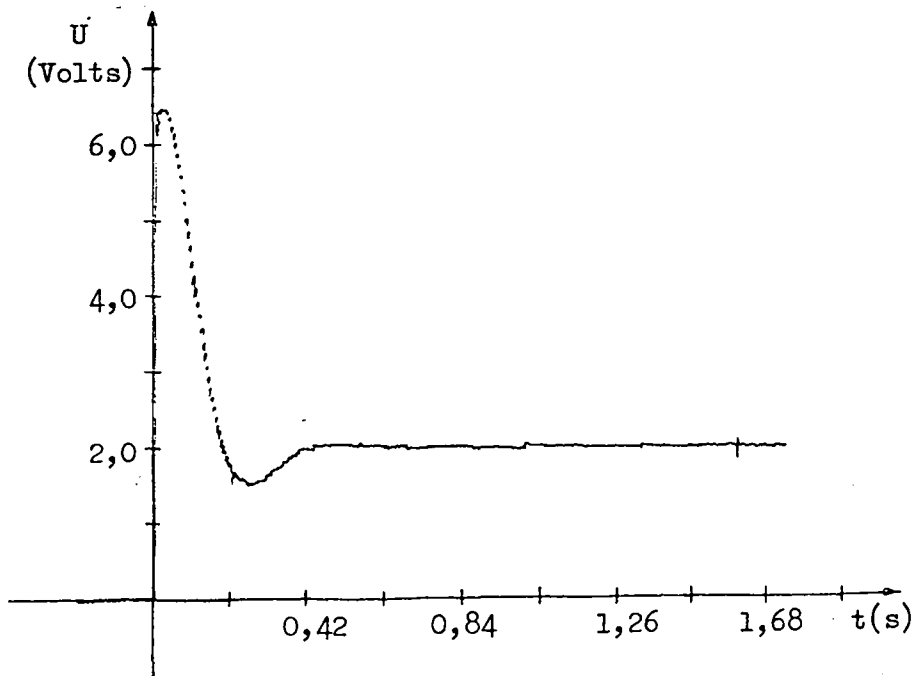


Figura 5.6b - Sinal de controle.

Na figura 5.7 mostra-se a saída do processo e o sinal de controle, em resposta a um degrau de referência de 126 rad/s.

O controlador satura, permitindo que se observe o bom desempenho do eliminador de sobrecarga da ação integral.

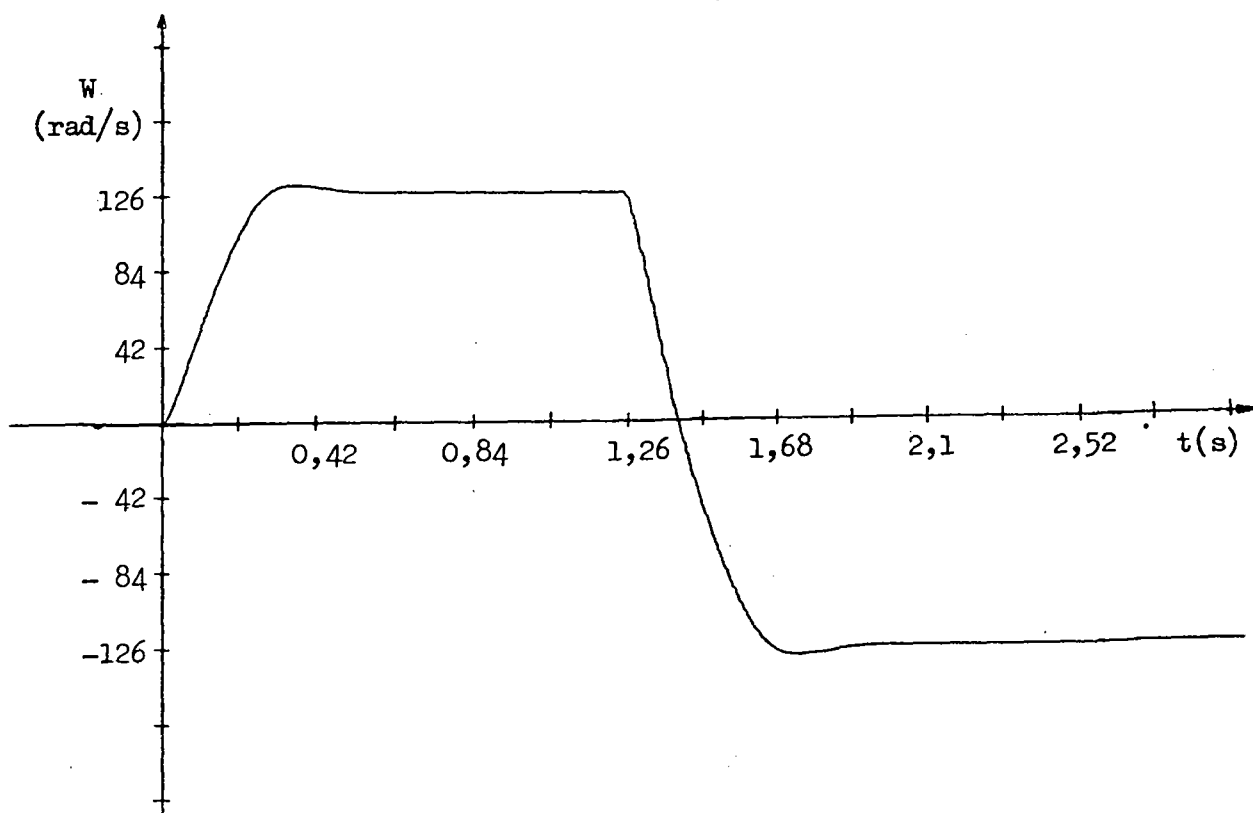


Figura 5.7a - Saída do processo.

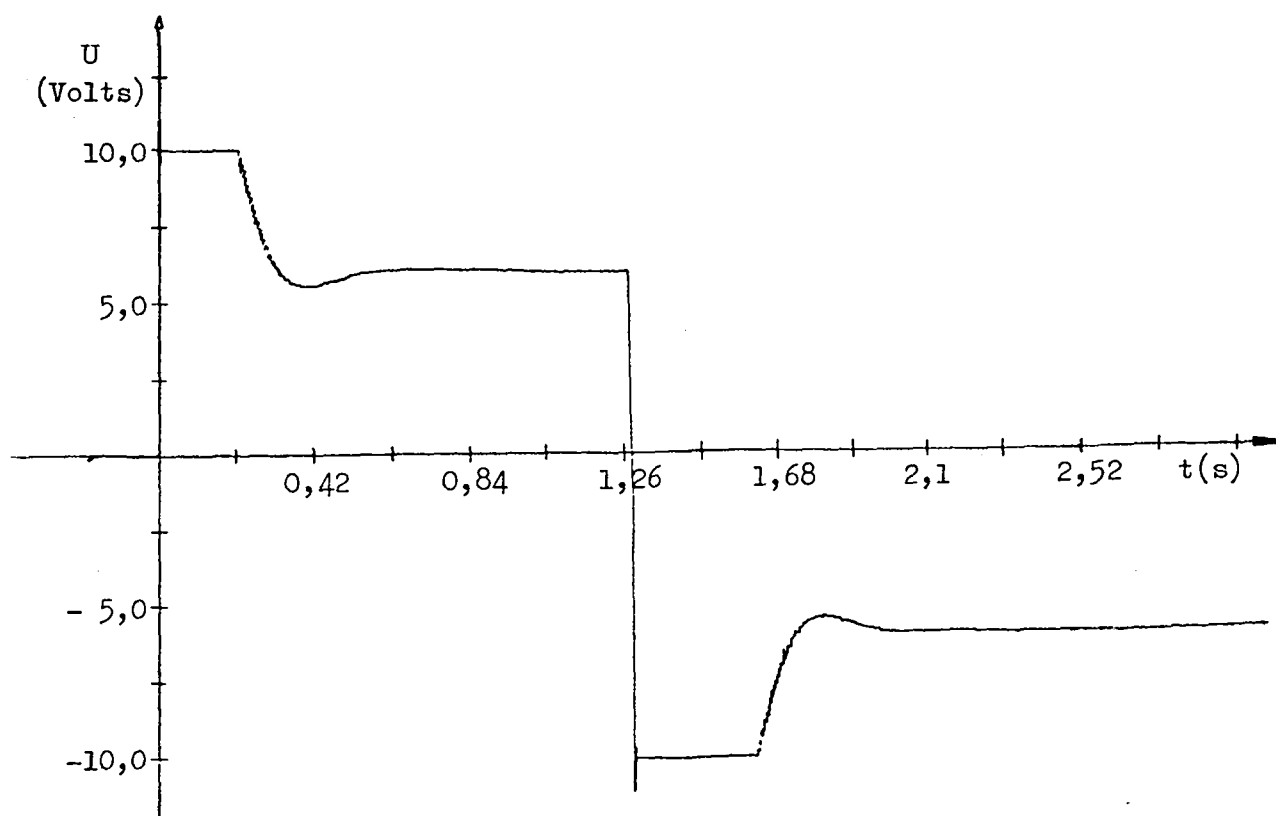


Figura 5.7b - Sinal de controle.

5.3.4 - ALTERAÇÃO DO PROCESSO P1 PARA O PROCESSO P2

a) - Na figura 5.8 mostra-se as variáveis de entrada e saída em resposta a um degrau de referência de 42,0 rad/s considerando-se o processo alterado para P2, no entanto o controlador é ainda aquele ajustado para P1, identificado em 5.5.

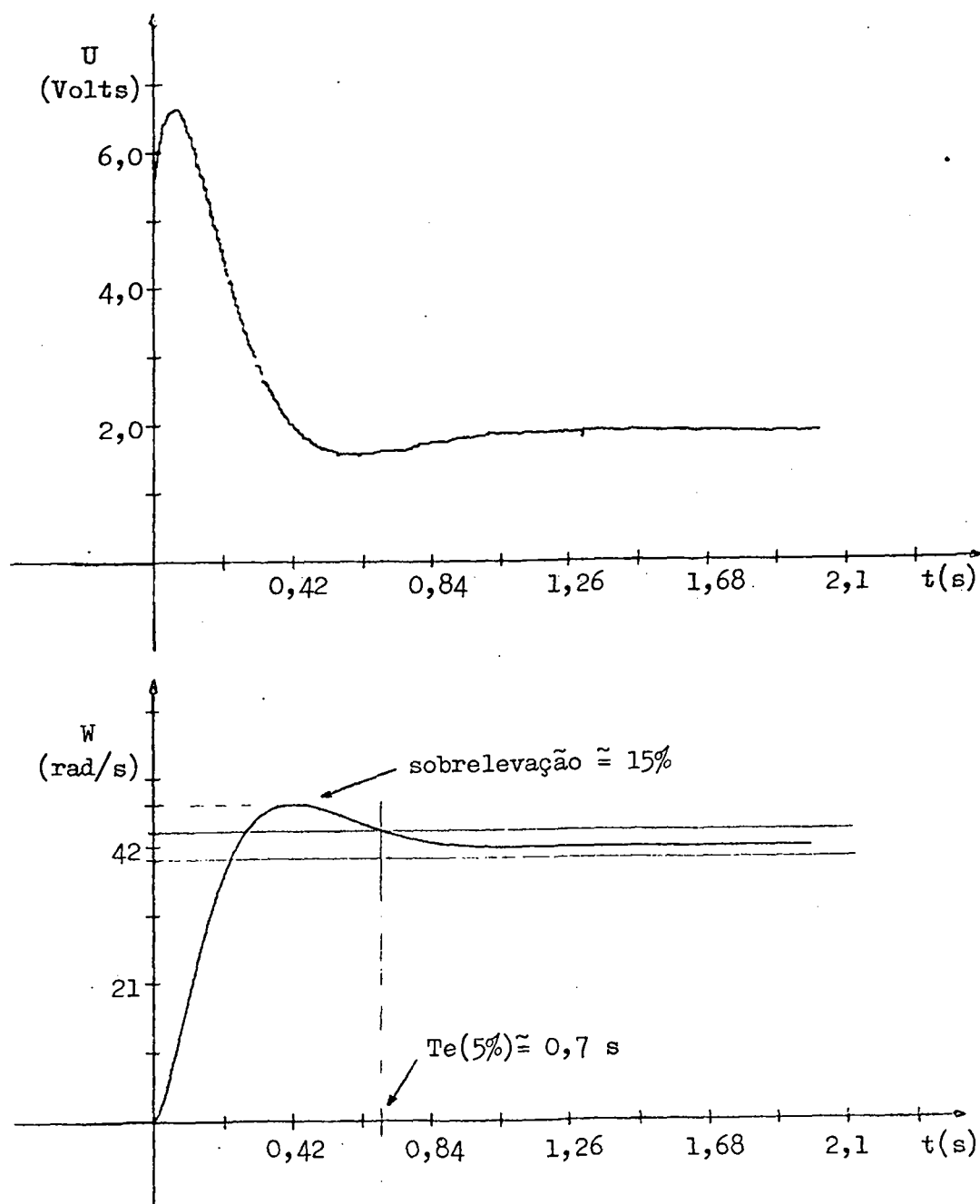


Figura 5.8 - a) saída do processo, b) sinal de controle.

As alterações no desempenho transitório do sistema de

controle é claramente visível. A sobrelevação foi de 15% e o tempo de estabelecimento de 0,7s .

b) - Na figura 5.9 e 5.10 mostra-se as variáveis do processo em resposta a degraus de referência, para os quais o sinal de controle atinge a saturação. Na figura 5.10 mostra-se o resultado de uma simulação, que além da saturação do sinal de controle experimenta-se uma reversão na rotação do motor de corrente contínua.

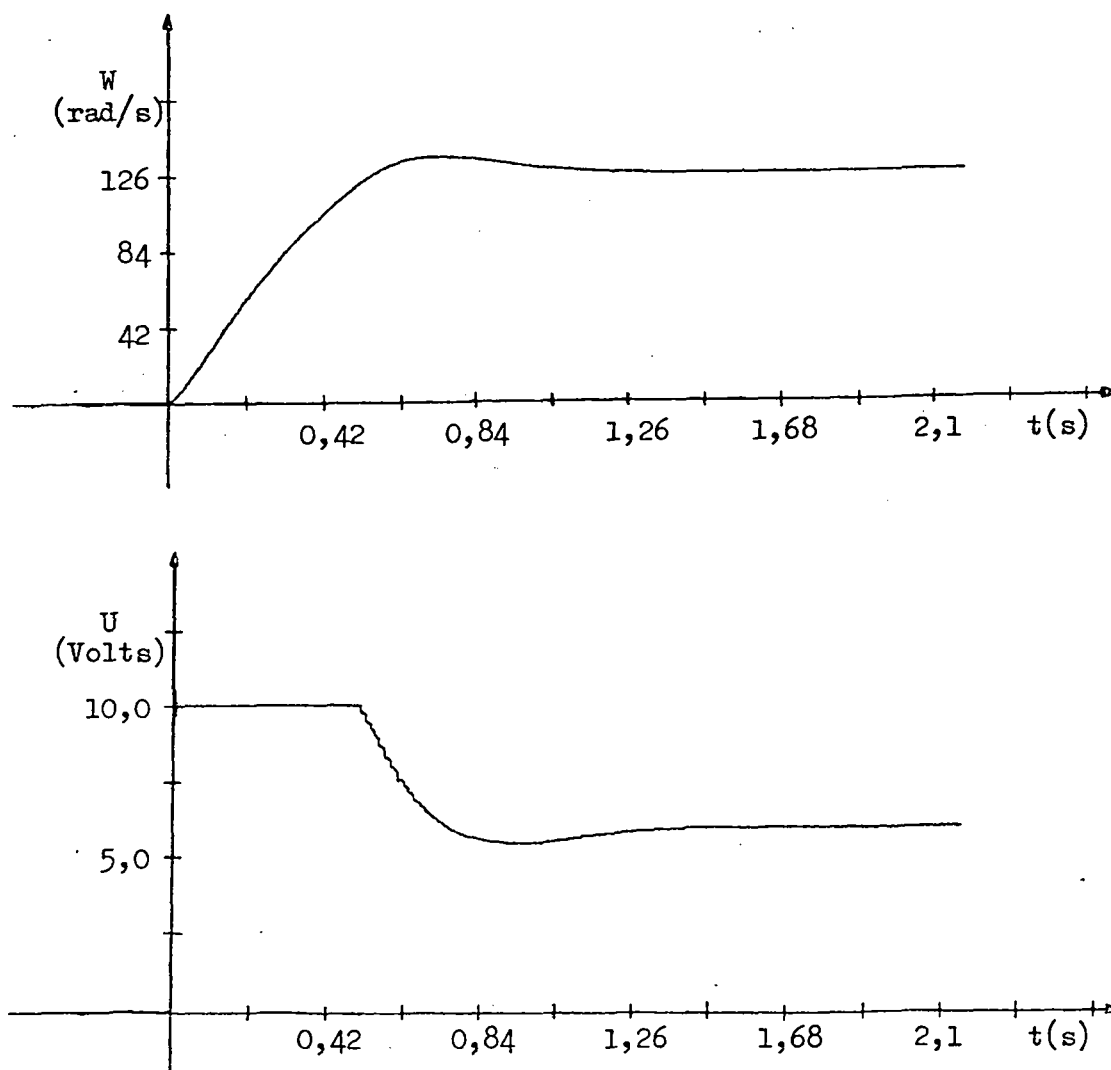


Figura 5.9 - a) Saída do processo, b) Sinal de controle.

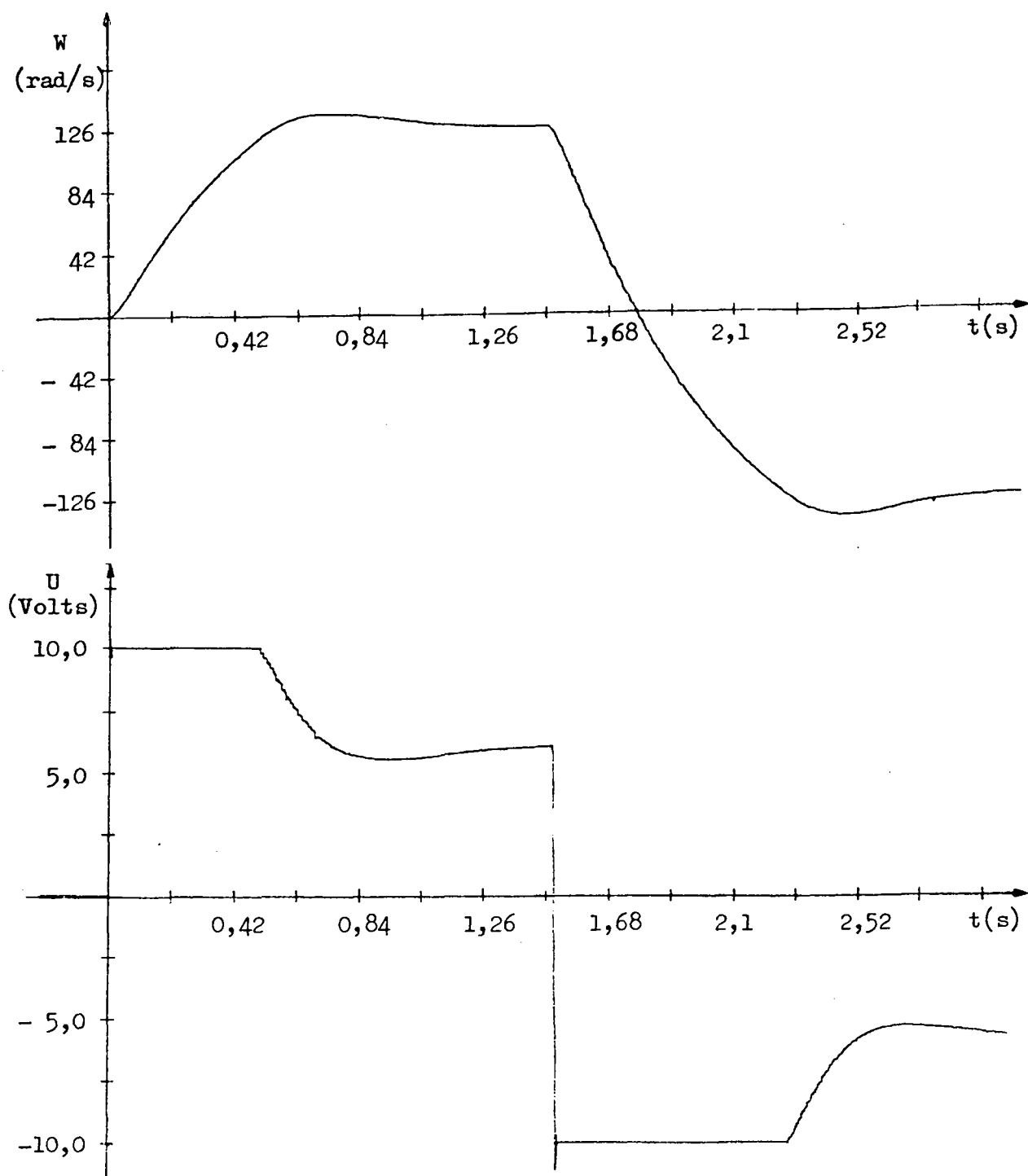


Figura 5.10-a) Saída do processo, b) Sinal de controle.

Visto que as características transitórias desejadas sistema de controle foram alteradas em decorrência da mudança na dinâmica do processo (aumento do momento de inércia do motor), haverá necessidade que seja realizada uma nova identificação. O processo é então submetido a uma identificação em malha fechada

com um sinal de teste aplicado na referência com amplitude de 10,0 rad/s.

Na figura 5.11 mostra-se o sinal de saída e o sinal de controle do processo. Em virtude da seqüência binária não possuir média exatamente zero, mas sim um valor igual a $\frac{1}{15}10 \text{ rad/s} = 0,667 \text{ rad/s}$ (equação 4.12), existe uma componente contínua somada a saída do processo. Este resultado pode ser confirmado calculando-se graficamente o valor médio da curva da figura 5.11a.

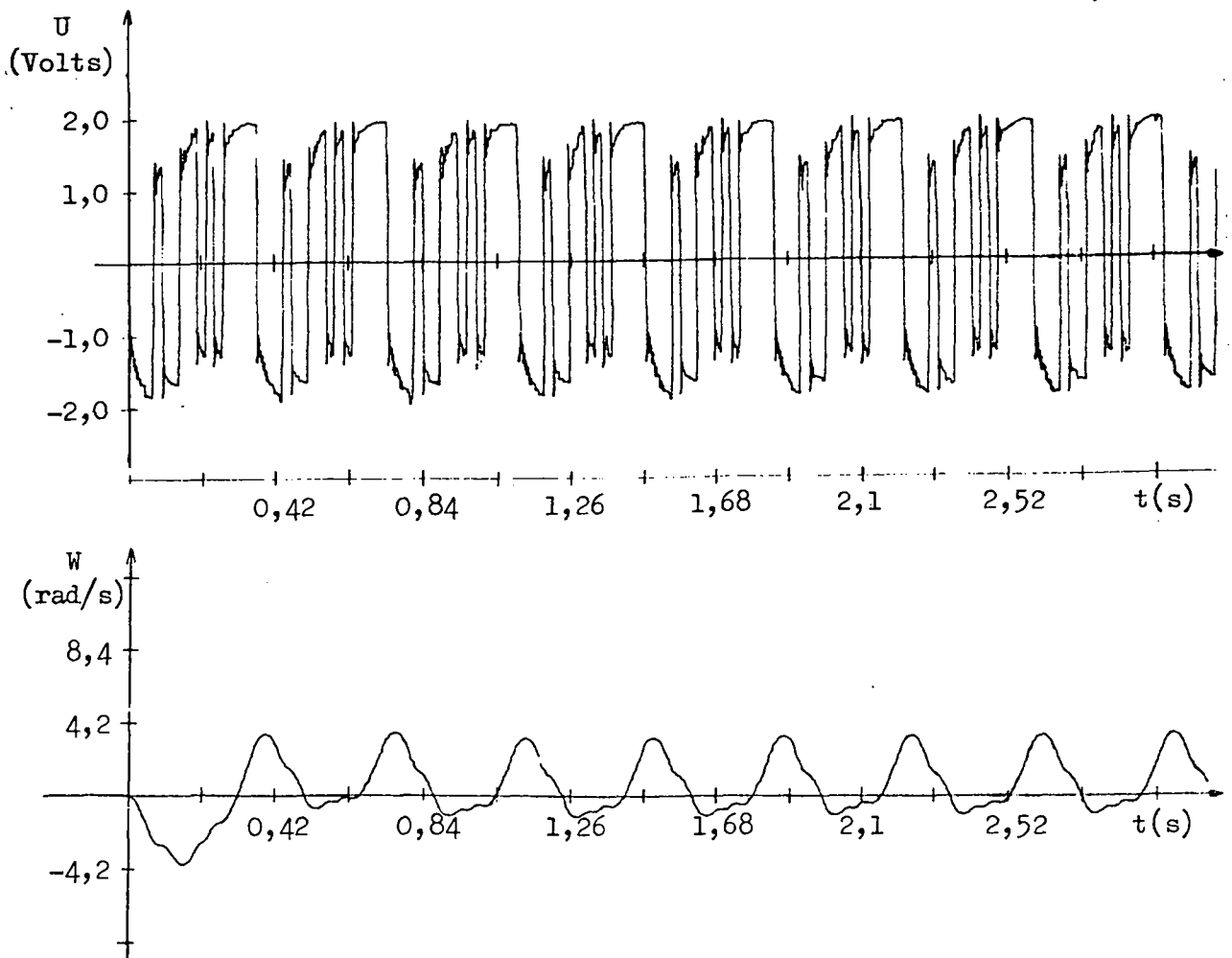


Figura 5.11-a) Sinal de controle, b) Saída do processo.

Os valores identificados para o processo (P2) foram :

$$b_1=0,0121 \quad b_2=0,0127 \quad a_1=-1,8547 \quad a_2=0,8554 \quad (5.9)$$

A função de transferência amostrada da equação 5.2 (processo P2) é:

$$G(z) = \frac{0,0122z^{-1} + 0,0116z^{-2}}{1 - 1,8635z^{-1} + 0,8647z^{-2}} \quad (5.10)$$

Uma comparação com os resultados da identificação chega-se aos seguintes erros absolutos aproximados, para cada coeficiente:

$$\begin{aligned} b_1 &= -0,0001 & b_2 &= 0,0011 \\ a_1 &= 0,0088 & a_2 &= 0,0093 \end{aligned} \quad (5.11)$$

Os seguintes erros relativos são obtidos para os coeficientes:

$$\begin{aligned} b_1 &= -0,82\% & b_2 &= 9,5\% \\ a_1 &= 0,47\% & a_2 &= 1,0\% \end{aligned} \quad (5.12)$$

Utilizando-se estes valores para calcular os coeficientes do controlador, conforme especificações de desempenho dadas em 5.3, chega-se a seguinte equação da dinâmica do controlador:

$$\begin{aligned} u(k) &= 1,9014u(k-1) - 0,9014u(k-2) + 0,2743e(k) \\ &\quad - 0,5088e(k-1) + 0,2346e(k-2) \end{aligned} \quad (5.13)$$

Na figura 5.12 mostra-se a saída do processo e o sinal de controle em resposta a um degrau na referência de 42 rad/s, considerando-se os novos parâmetros. Vê-se que o desempenho do sistema de controle responde conforme as especificações desejadas. Neste caso, para que se fizesse uma análise linear da resposta evitando que houvesse a saturação do controlador, antes

da aplicação do degrau na referência o servomotor CC foi levado a uma rotação de -105 rad/s , onde o sinal $(-)$ refere-se a uma inversão da rotação do motor.

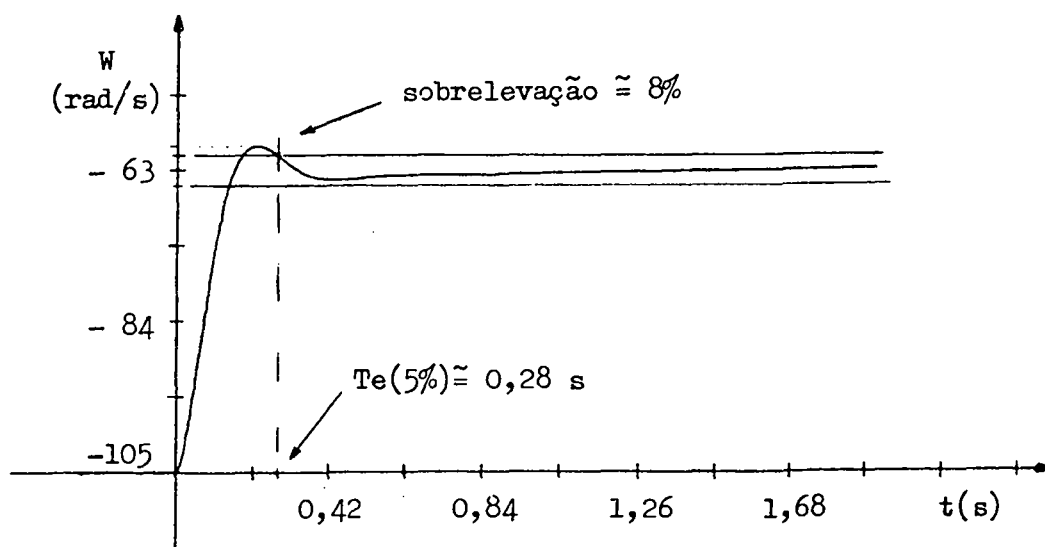


Figura 5.12a - Saída do processo.

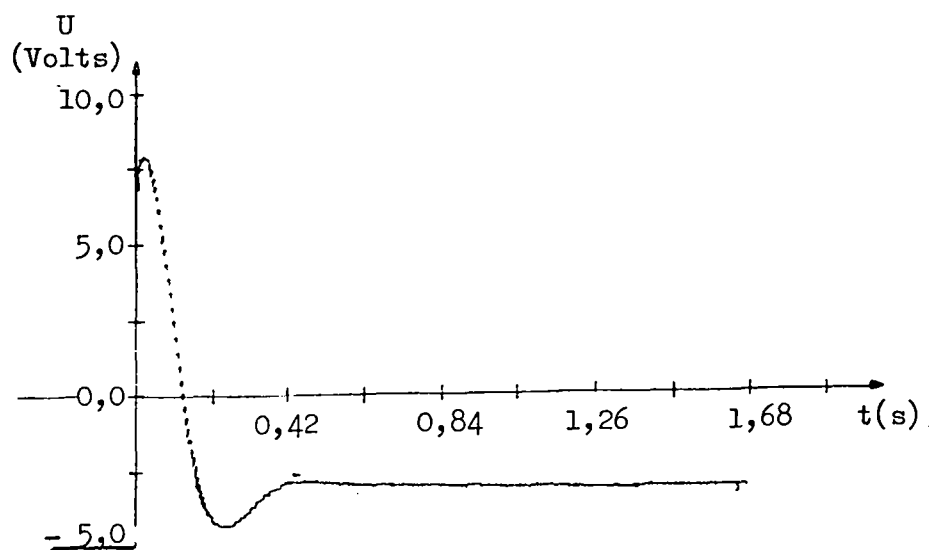


Figura 5.12b - Sinal de controle.

A figura 5.13 é o resultado de uma simulação considerando-se que tenha havido uma outra mudança na dinâmica do processo, ou seja, o processo é alterado para P_1 , e o controlador permanece aquele calculado para o processo P_2 , cujos coeficientes

identificados são dados em 5.9. Como esperado, as alterações na dinâmica do processo resultam em alterações nas características transitórias do sistema de controle de malha fechada. As seguintes especificações foram obtidas: $T_e(5\%) = 0,38s$ e sobrelevação $\approx 16\%$, além do que, a saída do processo converge muito lentamente para o valor da referência, mostrando uma constante de integração muito lenta.

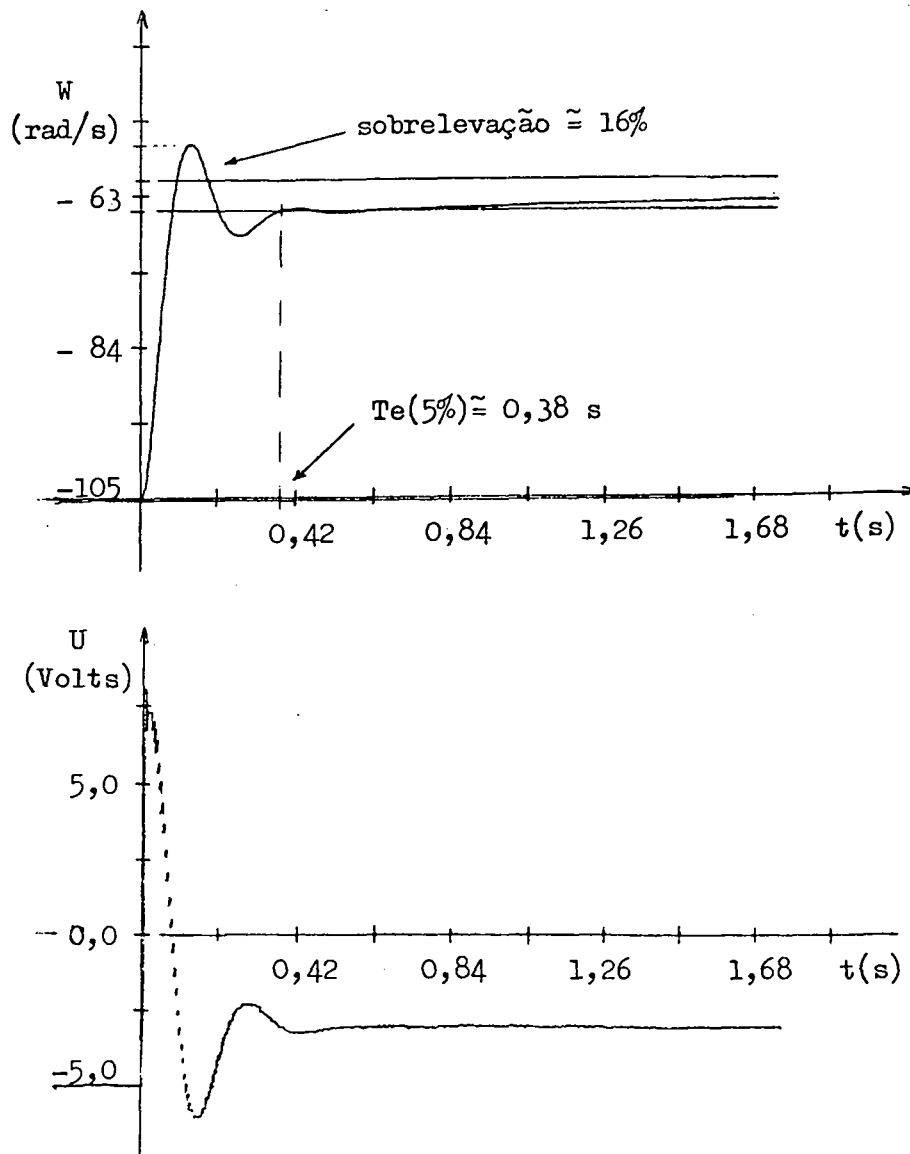


Figura 5.13-a) Saída do processo, b) Sinal de controle.

A fim de se avaliar todas as alternativas para identificação de processos, no que diz respeito a variável de

aplicação do sinal de teste, conforme proposto em 4.2, far-se-á a identificação considerando o sinal de teste aplicado na entrada do processo e o sistema de controle em malha fechada. O processo a ser identificado é o processo P2.

Na figura 5.14 mostra-se a saída do processo e o sinal de controle para identificação em malha fechada com o sinal de teste, com amplitude de 5,0 Volts, aplicado à entrada do processo.

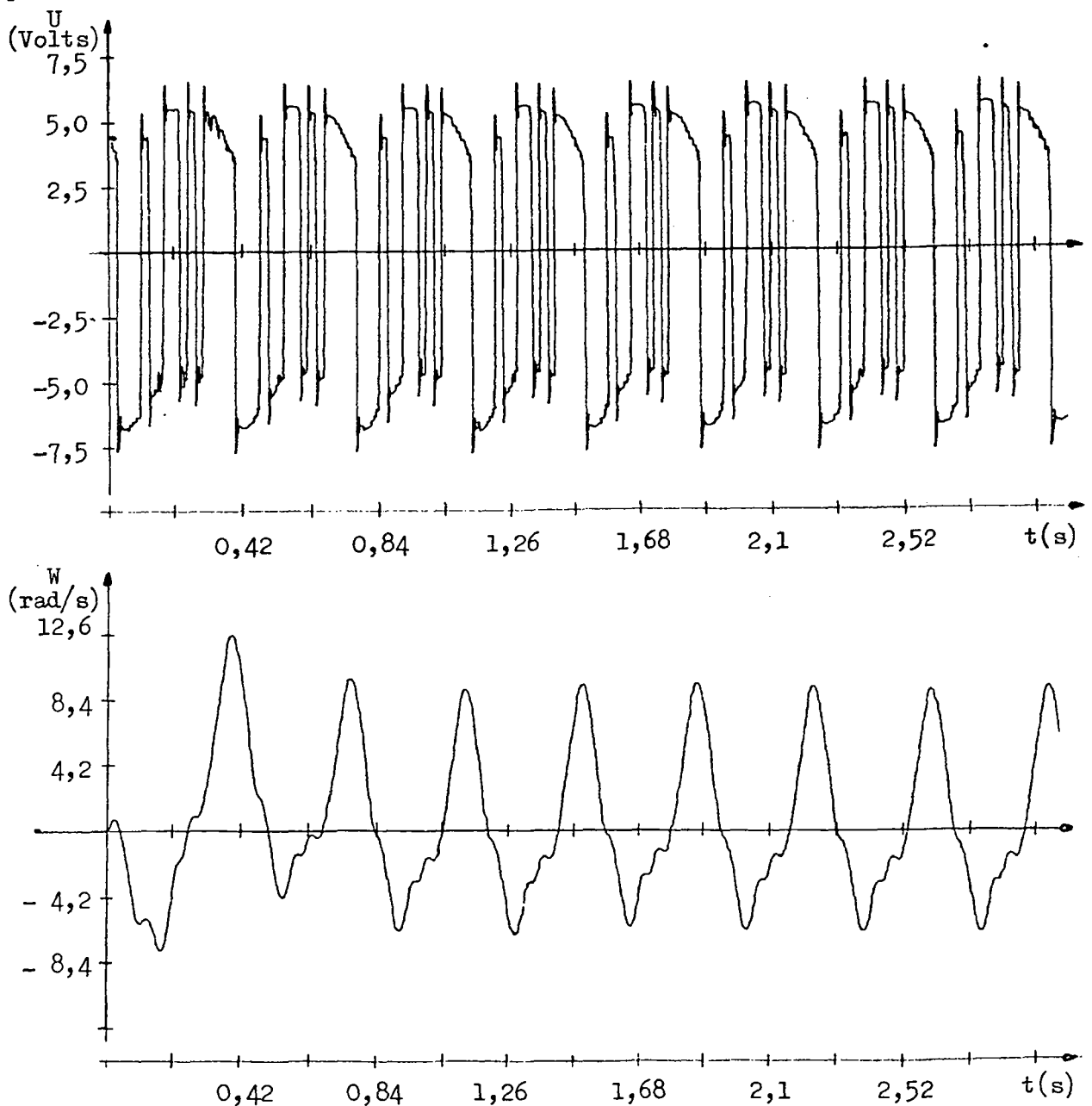


Figura 5.14-a) Sinal de controle, b) Saída do processo.

Na identificação em malha fechada e considerando o sinal de teste aplicado a entrada do processo, o sinal de controle resultante (figura 5.14a) é uma composição do sinal de perturbação intencional e do sinal de controle gerado pelo erro de seguimento, por isso é que se verifica as diferenças entre as figuras 5.5a e 5.14a.

Os valores identificados para os coeficientes do processo P2 foram:

$$b_1=0,0140 \quad b_2=0,0096 \quad a_1=-1,8629 \quad a_2=0,8639 \quad (5.14)$$

com os seguintes erros absolutos:

$$\begin{aligned} b_1 &= -0,0018 & b_2 &= -0,0020 \\ a_1 &= -0,0006 & a_2 &= -0,0008 \end{aligned} \quad (5.15)$$

Os seguintes erros relativos foram obtidos para cada coeficiente:

$$\begin{aligned} b_1 &= 14,75\% & b_2 &= 17,24\% \\ a_1 &= 0,032\% & a_2 &= 0,092\% \end{aligned} \quad (5.16)$$

Estes resultados, após exibidos nos mostradores digitais, são validados. O controlador é calculado considerando-se as desejadas especificações transitórias dadas em 5.3, resultando na seguinte equação da dinâmica do controlador:

$$\begin{aligned} u(k) &= 1,9021u(k-1) - 0,9021u(k-2) + 0,2882e(k) \\ &\quad - 0,5370e(k-1) + 0,2490e(k-2) \end{aligned} \quad (5.17)$$

Na figura 5.15 mostra-se a saída do processo e o sinal de controle em resposta a um degrau de referência de 42 rad/s (sem saturação), com o controlador ajustado por 5.17.

Observa-se que as especificações transitórias estão muito próximas daquelas requeridas em 5.3.

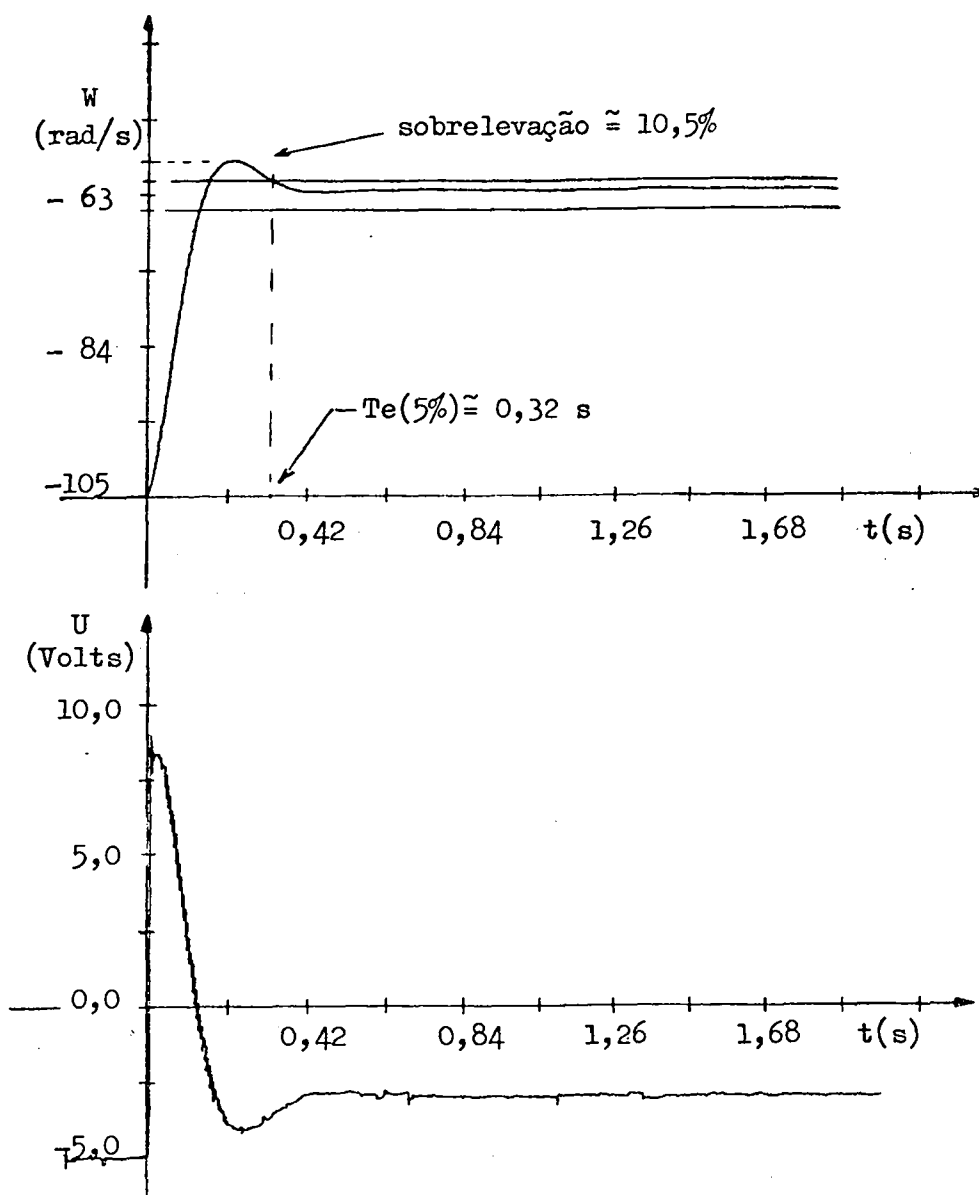


Figura 5.15-a) Saída do processo, b) Sinal de controle.

Nas figuras 5.6a e 5.15a mostrou-se as saídas dos processos P1 e P2 respectivamente, em resposta a um degrau na referência de 42 rad/s. Em ambos os casos primeiramente fez-se a identificação dos processos e posteriormente o ajuste do controlador de acordo com as especificações requeridas em 5.3. Os

resultados mostraram-se satisfatórios uma vez que as características transitórias aproximaram-se bastante daquelas especificadas. O maior nível no sinal de controle que aparece na figura 5.15b quando comparado a figura 5.6b, era esperado, isso decorre do maior conjugado mecânico existente no processo P2. De fato, para que as mesmas especificações transitórias sejam obtidas um sinal maior deverá ser aplicado a entrada do processo P2 durante o regime transitório.

5.4 - CONCLUSÕES

Neste capítulo apresentou-se os resultados das simulações híbridas do controlador PID digital auto-ajustável. O software do controlador digital foi implementado no mini-computador PDP 11/40, tomando as características de um controlador de uso industrial, e o processo (ou planta) foi simulado no computador analógico, no qual alterações em sua dinâmica puderam ser executadas.

Os resultados das simulações apresentaram-se plenamente satisfatórios, tanto para a identificação do processo quanto para o método de ajuste do controlador PID digital, uma vez que as especificações de desempenho para o sistema de controle de malha fechada puderam ser obtidas após cada identificação e ajuste do controlador.

C A P Í T U L O 6

CONCLUSÕES

Apresentou-se neste trabalho um controlador PID discreto com ajuste automático com propostas para aplicações industriais. Para que o controlador fosse efetivo no seu campo de aplicação foi-lhe acrescentado as estratégias de eliminação da sobrecarga da ação integral e transferência suave entre modos de operação. A estratégia para eliminação da sobrecarga da ação integral baseia-se no conhecimento da ação de controle efetivamente aplicada ao processo. De modo bastante simples, a estratégia permite através da redefinição das variáveis internas do algoritmo de controle, a adequação das ações do controlador as condições de operação do sistema. A capacidade de transferência suave do modo de operação automático para manual foi solucionada através do uso de um filtro digital ligado a saída do controlador, com efeito somente no instante da transferência automático-manual. Na transferência suave manual-automático a estratégia consiste na redefinição da referência interna ao computador, utilizando-se a própria equação que caracteriza a dinâmica do controlador em ordem inversa. O emprego dessas estratégias estão condicionadas a estabilidade dos zeros do controlador PID digital.

O procedimento proposto para o ajuste automático do controlador baseou-se num esquema iterativo homem-máquina, no sentido de que a identificação e a validação dos parâmetros do processo são feitas por ordem do operador. Nesse aspecto, o

procedimento não é completamente automatizado como nas técnicas adaptativas. Essa espécie de procedimento cooperativo homem-máquina é em geral bem aceita por engenheiros e operadores, em consequência da possibilidade de ocorrer situações em que a identificação possa ser deteriorada por perturbações naturais no processo. A fim de estimar os parâmetros do processo, um sinal intencional foi aplicado ao sistema de controle. Normalmente esse sinal de teste é permitido pelo pessoal de produção, desde que o distúrbio produzido não perturbe significativamente a operação normal do processo.

Os resultados das simulações digitais ou híbridas permitiram constatar a eficiência da identificação, tanto realizada em malha aberta, quanto em malha fechada (sinal de teste na referência ou entrada do processo), respeitando-se limites para a relação ruído-sinal.

Quando processos apresentam variações em relação ao modelo escolhido, tais como: ordem do modelo e não linearidades, sérios erros podem ser obtidos. De fato, processos com uma terceira constante de tempo, mesmo que pequena comparada as demais, demonstram dificuldades para convergência dos parâmetros quando se tenta representá-los por um modelo de 2ª ordem. Isso demonstra certa fraqueza dos controladores com ajuste automático, baseados em modelos matemáticos obtidos de estimação recursiva. Nessas circunstâncias as propostas que procuram representar os processos por duas constantes de tempo mais atraso puro parecem ser mais abrangentes [1,2]. Porém, dificuldades também existem associadas com a parte inteira do atraso puro, quando a identificação é realizada em tempo real, e, ao final, tornam-se menos efetivas sob o ponto de vista de síntese do controle, pois

o ajuste do controlador PID não poderá ser realizado analiticamente. A solução, então, para se ter um controlador abrangente, capaz de manusear a grande variedade de processos, e efetivo, no que se refere ao ajuste ótimo dos seus parâmetros, provavelmente está nas propostas descritas em [23,24], nas quais se usa um sistema "perito" baseado em experiências de engenheiros de controle combinadas com inteligência artificial, para o ajuste do controlador PID digital.

As sugestões para futuros trabalhos (ou complementação) são as seguintes:

- Implementar mecanismo que habilitem o controlador -PID- digital a detectar alterações na dinâmica do sistema de controle ($T_e(5\%)$ e sobrelevação), em consequência de alterações no processo, observando a variável controlada, e iniciar uma nova identificação para ajuste do controlador, sem a necessidade do monitoramento da variável controlada pelo operador.

- Estudo do controlador -PID- auto-ajustável baseado em reconhecimento de formas, onde o ajuste do controlador baseia-se na experiência e conhecimento de engenheiros de controle, combinada com técnicas de inteligência artificial.

BIBLIOGRAFIA

- [1] - NISHIKAWA, Y., SANNOMIYA, N., OHTA, T. and TANAKA, H.
A Method for Auto-tuning of PID Control Parameters ,
 Automática - V20 - Nº 3 - 1984 - pp. 321-332.

- [2] - GALLIER, P.W. and OTTO, R.E. - Self-tuning Computer
 Adapts DDC Algorithms, Instrumentation Technology -
 February 1968 - pp. 65-70.

- [3] - ASTROM, K.J. and WITTENAMRK, B. - On Self-tuning
 Regulators, Automática - V9 - 1973 - pp. 185-199.

- [4] - GALLIER, P.W. - Process Identification for Control - A
 Review, ISA Transactions - V13 - Nº 1 - 1974 - pp.50-58.

- [5] - BEKEY, G.A. - System Identification - An Introduction and
 A survey - Simulation (USA) - October - 1970 - pp. 151-
 166.

- [6] - ASTROM, K.J. and EYKHOFF, P. - System Identification - A
 Survey - Automática - V7 - Pergamon Press 1971 - pp.
 123-162.

- [7] - WELLSTEAD, P.E., EDMUNDS, J.M., PRAGER, D. and ZANKER, P.-
Self-tuning Pole/zero Assignment Regulators - Int. J.
 Control - V30 - Nº 1 - 1979 - pp. 1-26.

- [8] - NAJIM, K. e MURATET, G. - Pratique de la Regulation
 Numerique des Processus Industriels - Nasson 1983.

- [9] - BRUCIAPAGLIA, A.H. e APOLÔNIO, R. - Uma Estratégia de Eliminação da Sobrecarga da Ação Integral para Controladores Discretos: Aplicação no Controle de Velocidade de um Motor CC - Departamento de Engenharia Elétrica - UFSC .
- [10] - ZIEGLER, J.G., NICHOLS, N. B. and ROCHESTER, N.Y - Optimum Settings for Automatic Controllers- Trans. ASME 64 - 1942 - pp. 759-768.
- [11] - CADZOW, J.A. and MARTENS, H.R. - Discrete-time and Computer Control Systems - Prentice-Hall, Inc. 1970.
- [12] - CAMERON, F. and SEBORG, D.E. - A Self-tuning Controller with a PID Structure - Int. J. Control - V38 - Nº 2- 1983 - pp. 401-417.
- [13] - DISTEFANO, J.J., STUBBERUD, A.R. and WILLIAMS, I.J. - Sistemas de Retroação e Controle - McGraw-Hill - 1972.
- [14] - RAVEN, F.H. - Automatic Control Engineering - McGraw-Hill Kogakusha Ltd.
- [15] - SHINSKEY, F.G. - Process Control Systems - Application/Design/Adjustment - McGraw-Hill Book Company - 1979.
- [16] - MILLER, J.A., LOPEZ, A.M., SMITH, C.L. and MURRIL, P.W. - A comparison of Controller Tuning Techniques - Control Engineering - December 1967 - pp. 72-75.

- [17] - ROVIRA, A.A., MURRIL, P.W. and SMITH, C.L. - Tuning Controllers for Setpoint Changes - Instruments and Control Systems - December 1967 - pp. 67-69.
- [18] - WILLS, DORIS M. - Tuning Maps for Three-mode Controllers - Control Engineering - april 1962 - pp.104-108.
- [19] - CADZOW, J.A. - Discrete-time Systems - An Introduction with Interdisciplinary Applications - Prentice - Hall, Inc. 1973.
- [20] - ASTROM, K.J. and WITTENMARK, B. - Analysis of a Self-tuning Regulator for Non-minimum Phase Systems - IFAC Symposim on Stochastic Control - Budapest-Hungary 1974.
- [21] - THOMAS, H.W., SANDOZ, D.J. and THOMSON, M. - New Desaturation Strategy for Digital PID Controllers - IEE Proceedings - V130 - Pt D - No 4 - July 1983.
- [22] - GUSTAVSSON, I., LJUNG, L. and SODERSTROM, T. Identification of Processes in Closed Loop - Identifiability and Accuracy Aspects - Automatica - V13 - 1977 - pp. 59-75.
- [23] - KRAUS, T.W. and MYRON, T.J. - Self-tuning PID Uses Pattern Recognition Approach - Control Engineering - June 1984 - pp. 106-111.
- [24] - HIGHAM, E.H. - A Self-tuning Controller Based on Expert Systems and Artificial Intelligence - Foxboro Great Britain Limited, UK .

- [25] - LOPEZ, A.M., MURRIL, P.W. and SMITH, C.L. - Tuning PI and PID Digital Controllers - Instruments and Control Systems - February 1969 - pp. 89-95.
- [26] - URANO, R. - Bumpless Transfer under Digital Control - Control Engineering - March 1971 - pp. 59-60.
- [27] - BEST, R. - Application of the Digital Filter as a Versatile Controller - Process Automation - 1982 - pp. 13-17.
- [28] - CASTELAN NETO, E.B. - Dois Algoritmos de Identificação Paramétrica com Perturbação Determinística - Dissertação de Mestrado UFSC - 1985.
- [29] - LANDAU, I.D. - Adaptive Control - The Model Reference Approach - New York - Marcel Dekker - 1979.
- [30] - RAKE, H. - Step Response and Frequency Response Methods - Automática - V16 - 1980 - pp. 519 - 526.
- [31] - ASTROM, K.J. and WITTENMARK, B. - Self-tuning Controllers Based on Pole/zero Placement - IEEE Proceedings - V127 Pt D - Nº 3 - may 1980.
- [32] - SMITH, C.L. - Digital Control of Industrial Process - Computing Surveys - V2 - Nº 3 - September 1970.
- [33] - BRUCIAPAGLIA, A.H. - Uma Técnica de Controle Digital de Motores de Corrente Contínua com Limitação Dinâmica da Corrente da Armadura e Eliminação da Sobrecarga da Ação Integral - Departamento de Engª Elétrica - UFSC.

- [34] - LIMA, W.C. - Servomotores - Aplicações - Editora UFSC 1983.
- [35] - SCHONEK, J. - Pulsador Reversível para a Alimentação de uma Máquina de Corrente Contínua nos Quatro Quadrantes do Plano Torque-velocidade - 2º Congresso Brasileiro de Automática - Anais 735-745.
- [36] - FERNANDES, J.M. - Estudo de Identificadores Adaptativos para Processos com Estado Acessível - Dissertação de Mestrado UFSC - 1980.
- [37] - CARDOSO FILHO, M. - Identificação em Tempo Real de Sistemas Lineares pelo Método da Correlação - Dissertação de Mestrado UFSC - 1979.
- [38] - BRUCIAPAGLIA, A.H. e BORDAY, F. J. - Simulation Analógica - Um Método Sistemático

APÊNDICE A

SERVOMOTOR CC CONTROLADO PELA ARMADURA

No servomotor de corrente contínua [34] controlado pela armadura a corrente de campo (i_f) é constante (figura A.1), e consequentemente:

$$T_m(t) = K_m i_a(t) \quad (a.1)$$

onde: $T_m(t)$ é o torque do motor;
 $i_a(t)$ é a corrente da armadura, e
 K_m é uma constante do motor.

No circuito elétrico da armadura:

$$V_a(t) = R_a i_a(t) + L_a \frac{d}{dt} i_a(t) + V_b(t) \quad (a.2)$$

onde: R_a é a resistência da armadura;
 L_a é a indutância da armadura;
 $V_b(t)$ é a força contra eletromotriz, proporcional a velocidade do eixo do motor.

$$V_b(t) = K_b w(t) \quad (a.3)$$

onde: K_b é uma constante do motor, e
 $w(t)$ é a velocidade angular.

O circuito mecânico do motor é:

$$T_l(t) = J \frac{d}{dt} w(t) + F w(t) = T_m(t) - T_r(t)$$

ou

$$T_m(t) = J \frac{d}{dt} w(t) + F w(t) + T_r(t) \quad (a.4)$$

onde: J é o momento de inércia no eixo do motor;

F é o coeficiente de atrito viscoso;

$T_r(t)$ é o torque resistente.

Através de operações algébricas chega-se a seguinte equação de estado para o servomotor de corrente contínua:

$$\begin{bmatrix} \dot{w} \\ \dot{i}_a \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -F/J & Km/J \\ -Kb/L_a & -R_a/L_a \end{bmatrix} \begin{bmatrix} w \\ i_a \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 1/L_a \end{bmatrix} V_a(t) + \begin{bmatrix} -1/J \\ 0 \end{bmatrix} T_r(t) \quad (a.5)$$

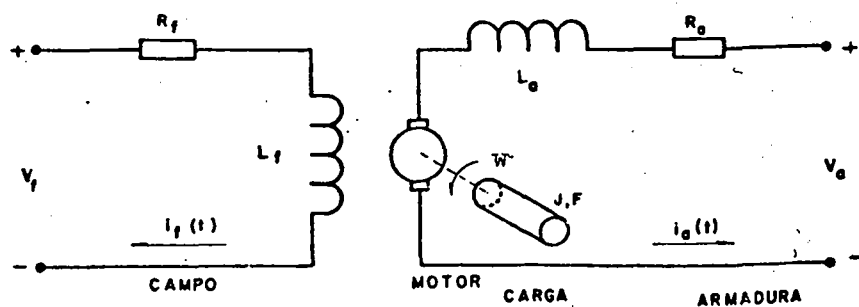


Figura A.1 - Circuito eletromecânico do servomotor de corrente contínua.

Aplicando-se a transformada de Laplace às equações a.1 a a.4, monta-se o diagrama de blocos do servomotor de corrente contínua (figura A.2).

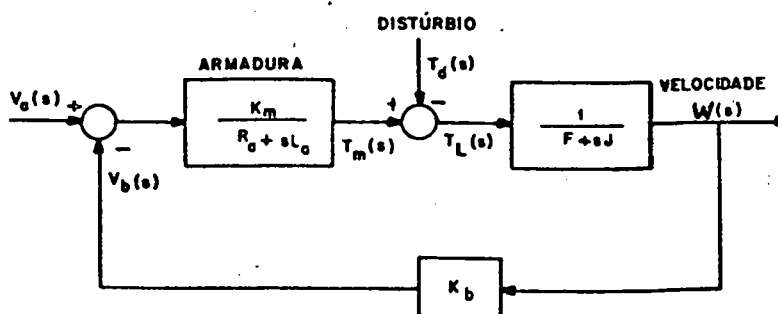


Figura A.2 - Diagrama de blocos do Servomotor de corrente contínua controlado pela armadura.

Considerando-se inicialmente $T_r(s)=0$, chega-se a seguinte função de transferência de 2ª ordem:

$$\frac{Y(S)}{U(S)} = \frac{K_m/JL_a}{S^2 + [(JR_a + FL_a)/JL_a]S + (R_a F + K_b K_m)/JL_a} \quad (a.6)$$

considerando os seguintes parâmetros:

R_a - resistência da armadura	= 1,42	Ohms
L_a - indutância da armadura	= 0,0491	H
K_m - constante de torque	= 0,54	Nm/A
K_b - constante de força contra-eletromotriz	= 0,54	Vs
J - momento de inércia total	= 0,067	N.m.s.s
F - constante de atrito viscoso	= 0,0207	N.m.s

Considerando o motor alimentado por um pulsador reversível (figura A.3), devido a Schonek [35], e representado por um ganho ,

$$K_p = 12,5 \text{ V/V}$$

obtem-se a função de transferência:

$$\frac{W(S)}{U(S)} = \frac{21,03}{(0,260S + 1)(0,039S + 1)} \quad (a.7)$$

Levando-se em conta que o valor da menor constante de tempo do processo é aproximadamente 40 ms, escolheu-se um período de amostragem (T) de 5,0 ms.

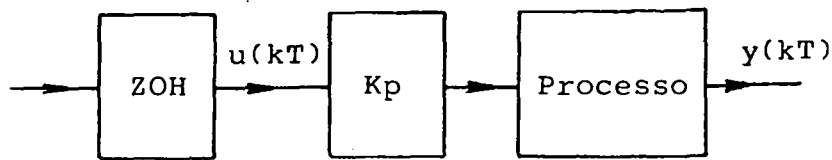


Figura A.3 - Processo, pulsador e sustentador de ordem zero

Considerando então, a inclusão do sustentador de ordem zero na entrada do processo (figura A.3), e o período de amostragem, chega-se a função de transferência amostrada:

$$\frac{W(z)}{U(z)} = \frac{0,0244z^{-1} + 0,0233z^{-2}}{1 - 1,8617z^{-1} + 0,8640z^{-2}} \quad (a.8)$$

Se a constante elétrica L_a/R_a for desprezada, quando comparada a constante mecânica; o servomotor pode ser modelado como um sistema de 1ª ordem:

$$\frac{W(S)}{U(S)} = \frac{K_m/(R_a F + K_b K_m)}{1 + [J R_a / (R_a F + K_b K_m)] S} \quad (a.9)$$

Substituindo-se os valores, tem-se:

$$\frac{W(S)}{U(S)} = \frac{1,6822}{1 + 0,2964S} \quad (a.10)$$

Considerando a inclusão do sustentador de ordem zero e o período de amostragem ($T=5,0$ ms), chega-se a função de transferência amostrada:

$$\frac{W(z)}{U(z)} = \frac{0,35375 z^{-1}}{1 - 0,9832z^{-1}} \quad (a.11)$$

APÊNDICE B

DIAGRAMA DE SIMULAÇÃO ANALÓGICA

A partir da equação a.5 e substituindo-se os valores numéricos das constantes elétrica e mecânica do servomotor de corrente contínua dadas no apêndice A, chega-se:

$$\begin{vmatrix} \dot{w} \\ i_a \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} -0,31 & 8,06 \\ -11,0 & -28,92 \end{vmatrix} \begin{vmatrix} w \\ i_a \end{vmatrix} + \begin{vmatrix} 0,0 \\ 20,37 \end{vmatrix} v_a(t) \begin{vmatrix} -14,93 \\ 0,0 \end{vmatrix} T_r(t) \quad (\text{b.1})$$

Na figura B.1 tem-se o diagrama de blocos da simulação analógica do servomotor [38].

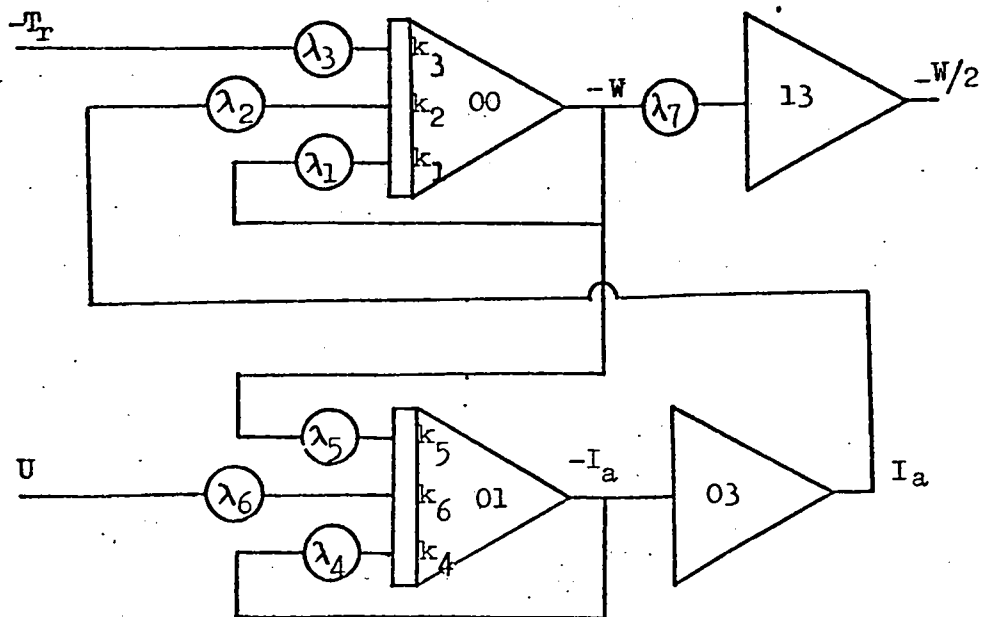


Figura B.1 - Diagrama de simulação analógica do servo - motor de corrente contínua.

Na tabela b.1 são dados os valores resultantes do escalonamento em amplitude e tempo, considerando:

$$V_{a\text{mx}} = 250,0 \text{ Volts}$$

$$W_{\text{mx}} = 210,0 \text{ rad/s}$$

$$T_{r\text{mx}} = 5,0 \text{ N.m}$$

e o fator de escalonamento de tempo igual a 10,0 .

Tabela b.1 - Escalonamento em amplitude e tempo do servomotor de corrente contínua.

i	$\lambda_i K_i$	λ_i	K_i	Servopotenc.	Integrador
1	0,0310	0,0310	1	00	00
2	0,6757	0,6757	1	21	00
3	0,0356	0,0356	1	22	00
4	2,8920	0,2892	10	01	02
5	1,3110	0,1311	10	02	02
6	1,4460	0,1446	10	20	02

APÊNDICE C

EXPRESSÕES ALGÉBRICAS DOS PARÂMETROS DO CONTROLADOR -PID-

1) - Para o ajuste do controlador PID discreto através do cancelamento dos zeros do controlador com os polos do processo.

A partir do conhecimento dos parâmetros δ e (c) , os parâmetros α_0 , α_1 e β são obtidos resolvendo-se o sistema de equações lineares:

$$\begin{vmatrix} \delta & 1 & -2 \\ 0 & \delta & 1 \\ 1 & 1 & 1 \end{vmatrix} \begin{vmatrix} \alpha_0 \\ \alpha_1 \\ \beta \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} a_1 c \\ a_2 c \\ c \end{vmatrix} \quad (c.1)$$

Os valores de K , T_i , T_d e α são obtidos das relações dadas na tabela C.1 .

A tabela C.1 dá a correspondência entre o PID contínuo e o PID discreto. Haverá correspondência inversa se o coeficiente δ estiver compreendido entre -1 e 0.

2) - Para o ajuste do controlador PID discreto por imposição de polos.

A partir do conhecimento de S_0 , S_1 e S_2 e δ os parâmetros α_0 , α_1 e β são obtidos das seguintes relações:

a) - Controlador tipo PIDe e PeIeDfy.

$$\alpha_0 = \frac{S_1 + 2S_0}{1 + \delta} - \frac{S_0 + S_1 + S_2}{1 + \delta^2}$$

$$\beta = S_0 - \alpha_0$$

$$\alpha_1 = \frac{S_2 - \beta}{\delta}$$

Os valores de K , T_i , T_d e α são obtidos das relações na tabela c.1

b) - Controlador tipo PyIeDfy.

$$\alpha_1 = \frac{S_0 + S_1 + S_2}{1 + \delta}$$

$$\alpha_0 = \frac{\alpha_1 \delta - S_1 - 2S_2}{1 + \delta}$$

$$\beta = S_0 - \alpha_0 - \alpha_1$$

c) Controlador tipo PyIfeDfy.

$$\alpha_0 = - \frac{S_1 + 2S_2}{1 + \delta}$$

$$\beta = - \alpha_0 - S_1 - S_2$$

$$\alpha_1 = S_0 - \beta - \alpha_0$$

Os valores de K , T_d e α , para os itens (b) e (c), são obtidos das relações na tabela c.1, e $T_i = \frac{\alpha_0}{\alpha_1} T$.

TABELA c.1

Parâmetros do controlador PID discreto	Parâmetros do controlador PID contínuo
$\alpha_0 = K$	$K = \alpha_0$
$\alpha_1 = K \left(\frac{T}{T_i} - 1 \right)$	$T_i = T \frac{\alpha_0}{\alpha_0 + \alpha_1}$
$\beta = K T_d \left[\frac{1 - \exp\left(-\frac{T}{\alpha T_d}\right)}{T} \right]$	$T_d = \beta \frac{T}{K(1 + \delta)}$
$\delta = -\exp\left(-\frac{T}{\alpha T_d}\right)$	$\alpha = -K \frac{1 + \delta}{\ln(-\delta)}$

APÊNDICE D

EXPRESSÕES ALGÉBRICAS DA EQUAÇÃO DO CONTROLADOR -PID-

Expressões algébricas da equação que caracteriza a dinâmica do controlador PID discreto, considerando as diferentes estruturas dadas no capítulo 2.

a) - Controlador PID discreto derivado do equivalente ideal contínuo:

$$\begin{aligned} c_1 &= 1,0 & c_5 &= KT_d/T \\ c_2 &= 0,0 & c_6 &= K(1 + T_d/T) \\ c_3 &= K(1 + T_d/T) & c_7 &= -K(1 + 2T_d/T - T/T_i) \\ c_4 &= -K(1 + 2T_d/T - T/T_i) & c_8 &= KT_d/T \end{aligned}$$

b) - Controlador PID tipo PIDe:

$$\begin{aligned} c_1 &= \delta - 1 & c_5 &= \alpha_1 \delta + \beta \\ c_2 &= -\delta & c_6 &= \alpha_0 + \beta \\ c_3 &= \alpha_0 + \beta & c_7 &= \alpha_0 \delta + \alpha_1 - 2\beta \\ c_4 &= \alpha_0 \delta + \alpha_1 - 2\beta & c_8 &= \alpha_1 \delta + \beta \end{aligned}$$

c) - Controlador PID tipo PeIeDfy:

$$\begin{aligned} c_1 &= \delta - 1 & c_5 &= \alpha_1 \delta \\ c_2 &= -\delta & c_6 &= \alpha_0 + \beta \\ c_3 &= \alpha_0 & c_7 &= \alpha_0 \delta + \alpha_1 - 2\beta \\ c_4 &= \alpha_0 \delta + \alpha_1 & c_8 &= \alpha_1 \delta + \beta \end{aligned}$$

d) - Controlador PID tipo PyIeDfy:

$$c_1 = \delta - 1$$

$$c_5 = 0,0$$

$$c_2 = -\delta$$

$$c_6 = \alpha_0 + \alpha_1 + \beta$$

$$c_3 = \alpha_1$$

$$c_7 = \alpha_1 \delta + \alpha_0 \delta - \alpha_0 - 2\beta$$

$$c_4 = \alpha_1 \delta$$

$$c_8 = \beta - \alpha_0 \delta$$

e) - Controlador PID tipo PyIfeDfy:

$$c_1 = \delta - 1$$

$$c_5 = 0,0$$

$$c_2 = -\delta$$

$$c_6 = \alpha_0 + \alpha_1 + \beta$$

$$c_3 = \alpha_1$$

$$c_7 = \alpha_0 \delta - 2\beta - \alpha_0$$

$$c_4 = 0,0$$

$$c_8 = \beta - \alpha_0 \delta$$

Deve-se considerar que nos itens (a) e (b) a expressão para $\alpha_1 = K(\frac{T}{T_i} - 1)$, e nos itens (c) e (d) a expressão é $\alpha_1 = K\frac{T}{T_i}$. Isto decorre da alteração no método utilizado para realizar a integração.